



**Universidade de Aveiro**  
**2011**

Departamento de Electrónica, Telecomunicações e  
Informática

**Elton Nascimento Lima** **AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDÂNCIA COM  
ELEVADA EFICIÊNCIA ENERGÉTICA**





**Elton Nascimento Lima    AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDÂNCIA COM  
ELEVADA EFICIÊNCIA ENERGÉTICA**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Doutor Luís Filipe Mesquita Nero Moreira Alves, Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro, e do Doutor José Luís Vieira Cura, Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro



## **o júri**

presidente

**Prof. Doutor Dinis Gomes de Magalhães dos Santos**  
Professor Catedrático da Universidade de Aveiro

**Prof. Doutor Jorge dos Santos Freitas Oliveira**  
Professor Adjunto do Departamento de Engenharia Electrotécnica da Escola Superior de Tecnologia e Gestão do Instituto Politécnico de Leiria

**Prof. Doutor Luís Filipe Mesquita Nero Moreira Alves**  
Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

**Prof. Doutor José Luís Vieira Cura**  
Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.



## **agradecimentos**

Quero em primeiro lugar agradecer aos meus pais, irmãos e demais familiares, pois o seu contributo foi fundamental durante toda a minha formação.

Agradeço à Maja, minha namorada, pela sua paciência, presença e motivação nos momentos mais difíceis.

Quero expressar a minha gratidão aos meus orientadores, o Doutor L. N. Alves e o Doutor J. L. Cura, pelo apoio e liberdade que me deram, permitindo-me explorar as minhas ideias. Também pela sua disponibilidade e sobretudo, pelas ideias e sugestões dadas ao longo deste trabalho.

Por fim, deixo uma palavra de agradecimento aos meus colegas e amigos, pelos bons momentos que me proporcionaram e que ficarão guardados para sempre na minha memória.

Elton Nascimento Lima





**palavras-chave**

CMOS, Realimentação, Consumo de Potência, Ganho, Largura de Banda, Ruído, *Overshoot*.

**resumo**

A tendência para uma maior integração e minimização dos circuitos integrados tem sido benéfica para os circuitos digitais. No entanto, também tem imposto sérias limitações no desenho e no desempenho dos circuitos analógicos. A tecnologia CMOS tem a vantagem de consumir baixa potência mas o *scaling* CMOS, que impõe redução da alimentação e consequentemente do consumo, também exige novas abordagens de forma a garantir circuitos de elevada qualidade mesmo com baixo consumo. Assim, de modo a reduzir o consumo total, o desenho do amplificador de alto desempenho deve ser cuidadosamente escolhido, o que implica a seleção adequada da topologia do amplificador em malha aberta e o dimensionamento otimizado dos transístores e das condições de polarização.

Os dispositivos portáteis têm motivado o desenvolvimento de circuitos de baixo consumo de modo a maximizar o tempo de vida da bateria. O crescimento explosivo e a expansão da internet à escala global também tem contribuído para o aumento do consumo energético devido à maior complexidade das redes de telecomunicações.

Nesta dissertação são analisadas e estudadas algumas configurações baseadas na tecnologia CMOS, com o intuito de melhorar o desempenho de amplificadores de transimpedância utilizados em sistemas de receção de sinais por fibra ótica.



**Keywords**

CMOS, Feedback, Power Consumption, Gain, Bandwidth, Noise, *Overshoot*.

**Abstract**

Trends towards greater integration and minimization of integrated circuits has been beneficial for digital circuits. However, it has imposed serious limitations in the design and performance of analog circuits. The CMOS technology has the advantage of low power consumption, but CMOS scaling process that impose reduction on supply voltage and consequently the energy consumption also requires new approaches to ensure high quality even with low consumption. Thus, in order to reduce the overall consumption, the design of high performance amplifiers must be carefully chosen, which involves the proper selection of open-loop amplifier topology and an optimum size of transistors and biasing conditions.

Portable devices has motivated the development of low power consumption circuits in order to maximize battery lifetime. The explosive growth and explosion of the internet on global scale has likewise contributed to the increase in energy consumption due to the greater complexity of telecommunications networks.

In this dissertation, some topologies based on CMOS technology are analyzed and studied to improve the performance of transimpedance amplifier for optical fiber receiving systems.



---

# Índice

1	Introdução .....	1
1.1	O porquê da tecnologia CMOS .....	2
1.2	Sistema de comunicações óticas .....	2
1.3	Objetivos e motivação .....	4
1.4	Metodologia .....	4
1.5	Estrutura da dissertação.....	4
2	Amplificadores para detecção de sinais óticos.....	7
2.1	Estrutura do pré-amplificador .....	7
2.2	Parâmetros de desempenho do amplificador de transimpedância .....	10
2.2.1	Ganho de transimpedância .....	10
2.2.2	Largura de banda.....	10
2.2.3	Ruído .....	11
2.2.4	Distorção harmónica .....	13
2.2.5	Gama dinâmica.....	13
2.2.6	Potência .....	14
2.3	Topologias de desenho do TIA .....	15
2.3.1	Amplificador em porta comum .....	16
2.4	Técnicas de otimização do ganho e da largura de banda.....	17
2.4.1	Ressonância indutiva.....	18
2.4.2	Ressonância capacitiva.....	20
2.4.3	Realimentação com atraso.....	22
2.4.4	Amplificadores em cascata.....	22
2.4.5	Limites do GBW .....	23
2.5	Publicações recentes de amplificadores de transimpedância .....	24
2.6	Conclusão .....	26
3	Análise de configurações de baixo consumo de TIAs .....	27
3.1	O transistor MOSFET .....	27
3.1.1	Modelo de funcionamento do MOSFET .....	28
3.1.2	Modulação do comprimento do canal .....	29
3.1.3	Modo de operação .....	30
3.2	Limites de potência .....	31
3.3	Scaling e tensão de alimentação.....	33

---

3.4 Método de Rosenstark.....	34
3.4.1 Exemplo de aplicação do método.....	36
3.5 Ruído.....	38
3.5.1 Fontes de ruído em transístores MOS.....	38
3.5.2 Análise do ruído.....	40
3.6 Configurações inversoras de TIAs.....	42
3.6.1 Amplificador em fonte comum.....	43
3.6.2 Inversor CMOS.....	45
3.6.3 <i>Cascode</i> .....	46
3.7 Amplificador <i>folded cascode</i> .....	47
3.8 Conclusão.....	49
4 Desenho e simulação do amplificador de transimpedância.....	51
4.1 Procedimentos de simulação.....	51
4.2 <i>Cascode</i> convencional.....	52
4.2.1 Variação da resistência de realimentação.....	53
4.2.2 Variação da corrente de polarização.....	56
4.2.3 Variação da capacidade do fotodíodo.....	58
4.3 <i>Folded cascode</i> .....	60
4.3.1 Variação da resistência de realimentação.....	60
4.3.2 Variação da corrente de polarização.....	63
4.3.3 Variação da capacidade do fotodíodo.....	66
4.4 Inversor CMOS com <i>folded cascode</i> .....	68
4.4.1 Variação da resistência de realimentação.....	68
4.4.2 Variação da corrente de polarização.....	70
4.4.3 Variação da capacidade do fotodíodo.....	72
4.5 <i>Folded cascode</i> modificado.....	74
4.5.1 Variação da resistência de realimentação.....	75
4.5.2 Variação da corrente de polarização.....	77
4.5.3 Variação da capacidade do fotodíodo.....	78
4.6 Estudo comparativo.....	81
4.7 Conclusão.....	83
5 Conclusões.....	85
5.1 Linhas de investigação futuras.....	85
Referências bibliográficas.....	87
Anexo A.....	91
Análise de ruído.....	91

---

---

Anexo B .....	93
Análise de consumo em circuitos analógicos.....	93
Anexo C .....	97
O Efeito de Miller .....	97
Anexo D .....	99
Análise dos amplificadores de transimpedância .....	99

---

## Lista de figuras

Figura 1. Evolução do crescimento do consumo energético nas redes de telecomunicações[1].	1
Figura 2. Sistema de comunicações por fibra ótica.	3
Figura 3. Pré-amplificador em malha aberta.	7
Figura 4. Amplificador de transimpedância com realimentação.	9
Figura 5. Amplificador de transimpedância em fonte comum.	15
Figura 6. Amplificadores de transimpedância baseados na tecnologia CMOS.	16
Figura 7. a) Topologia em porta comum b) topologia em <i>cascade</i> regulado.	17
Figura 8. Ressonância indutiva paralelo.	19
Figura 9. Técnica de ressonância indutiva série.	20
Figura 10. Técnica de ressonância capacitiva.	21
Figura 11. Produto ganho largura de banda de amplificadores de transimpedância de diferentes tecnologias e processos (0.18 $\mu$ m – 0.8 $\mu$ m) em função da potência consumida.	24
Figura 12. Produto ganho largura de banda de amplificadores de transimpedância em CMOS (0.18 $\mu$ m) em função da potência consumida.	24
Figura 13. Produto ganho largura de banda de amplificadores de transimpedância (CMOS-0.35 $\mu$ m) em função da potência consumida.	25
Figura 14. Produto GBW de amplificadores de transimpedância CMOS em função da potência consumida para processos de (0.25 $\mu$ m, 0.5 $\mu$ m - 0.8 $\mu$ m).	25
Figura 15. Símbolos do MOSFET a) tipo n; b) tipo p.	27
Figura 16. Esquemático da estrutura física do MOSFET do tipo n.	27
Figura 17. Curvas características I-V do MOSFET.	28
Figura 18. Integrador com 100% de eficiência de corrente para a realização de um pólo.	32
Figura 19. Modelo clássico de representação de circuito com realimentação.	34
Figura 20. Esquemático do amplificador de transimpedância genérico.	35
Figura 21. Circuito esquemático do amplificador de transimpedância.	36
Figura 22. a) Representação do modelo para pequenos do amplificador; b) circuito para o cálculo da razão de retorno; c) circuito para o cálculo do ganho direto; d) circuito para o cálculo do ganho assintótico.	37
Figura 23. Representação do ruído numa rede de dois portos.	40
Figura 24. Desenho esquemático simplificado do amplificador com fontes de ruído.	41
Figura 25. a) Amplificador em fonte comum, b) inversor CMOS e c) amplificador <i>cascade</i> .	43
Figura 26. Modelo para pequenos sinais do inversor com fonte de corrente.	43
Figura 27. Modelo equivalente para pequenos sinais do inversor CMOS.	45
Figura 28. Modelo para pequenos sinais do <i>cascade</i> .	46
Figura 29. a) Amplificador <i>folded cascade</i> , b) modelo para pequenos sinais.	48
Figura 30. Esquema do amplificador de transimpedância.	51
Figura 31. Amplificador de transimpedância na configuração <i>cascade</i> convencional.	52
Figura 32. Ganho de transimpedância e <i>overshoot</i> para: a) $I_{bias}=80\mu A$ , b) $I_{bias}=300\mu A$ e c) $I_{bias}=800\mu A$ .	53



---

Figura 33. Largura de banda: a) $I_{bias}=80\mu A$ , b) $I_{bias}=300\mu A$ e c) $I_{bias}=800\mu A$ .	54
Figura 34. Ruído de corrente equivalente à entrada: a) $I_{bias}=80\mu A$ , b) $I_{bias}=300\mu A$ e c) $I_{bias}=800\mu A$ .	55
Figura 35. Ganho de transimpedância e <i>overshoot</i> : a) $R_f=1k\Omega$ e b) $R_f=10k\Omega$ .	56
Figura 36. Largura de banda: a) $R_f=1k\Omega$ e b) $R_f=10k\Omega$ .	57
Figura 37. Ruído de corrente equivalente à entrada: a) $R_f=1k\Omega$ e b) $R_f=10k\Omega$ .	57
Figura 38. Ganho de transimpedância e <i>overshoot</i> para: a) $R_f=1k\Omega$ e b) $R_f=10k\Omega$ .	58
Figura 39. Largura de banda: a) $R_f=1k\Omega$ e b) $R_f=10k\Omega$ .	59
Figura 40. Ruído de corrente equivalente à entrada: a) $R_f=1k\Omega$ e b) $R_f=10k\Omega$ .	59
Figura 41. Amplificador de transimpedância baseado em <i>folded-cascode</i> .	60
Figura 42. Ganho de transimpedância e <i>overshoot</i> : a) $I_{bias}=10\mu A$ , b) $I_{bias}=50\mu A$ e c) $I_{bias}=100\mu A$ .	61
Figura 43. Largura de banda: a) $I_{bias}=10\mu A$ , b) $I_{bias}=50\mu A$ e c) $I_{bias}=100\mu A$ .	62
Figura 44. Ruído: a) $I_{bias}=10\mu A$ , b) $I_{bias}=50\mu A$ e c) $I_{bias}=100\mu A$ .	63
Figura 45. Ganho de transimpedância e <i>overshoot</i> : a) $R_f=1k\Omega$ e b) $R_f=10k\Omega$ .	64
Figura 46. Largura de banda: a) $R_f=1k\Omega$ e b) $R_f=10k\Omega$ .	65
Figura 47. Ruído de corrente equivalente à entrada: a) $R_f=1k\Omega$ e b) $R_f=10k\Omega$ .	65
Figura 48. Ganho de transimpedância e <i>overshoot</i> : a) $R_f=1k\Omega$ e b) $R_f=10k\Omega$ .	66
Figura 49. Largura de banda: a) $R_f=1k\Omega$ e b) $R_f=10k\Omega$ .	67
Figura 50. Ruído de corrente equivalente à entrada: a) $R_f=1k\Omega$ e b) $R_f=10k\Omega$ .	67
Figura 51. Amplificador de transimpedância inversor CMOS com <i>folded cascode</i> .	68
Figura 52. Ganho de transimpedância e <i>overshoot</i> : a) $I_{bias}=100\mu A$ e b) $I_{bias}=200\mu A$ .	69
Figura 53. Largura de banda: a) $I_{bias}=100\mu A$ e b) $I_{bias}=200\mu A$ .	69
Figura 54. Ruído de corrente equivalente à entrada: a) $I_{bias}=100\mu A$ e b) $I_{bias}=200\mu A$ .	70
Figura 55. Ganho de transimpedância e <i>overshoot</i> : a) $R_f=1k\Omega$ e b) $R_f=10k\Omega$ .	70
Figura 56. Largura de banda: a) $R_f=1k\Omega$ e b) $R_f=10k\Omega$ .	71
Figura 57. Ruído de corrente equivalente à entrada: a) $R_f=1k\Omega$ e b) $R_f=10k\Omega$ .	72
Figura 58. Ganho de transimpedância e <i>overshoot</i> : a) $R_f=1k\Omega$ e b) $R_f=10k\Omega$ .	72
Figura 59. Largura de banda: a) $R_f=1k\Omega$ e b) $R_f=10k\Omega$ .	73
Figura 60. Ruído de corrente equivalente à entrada: a) $R_f=1k\Omega$ e b) $R_f=10k\Omega$ .	74
Figura 61. Amplificador de transimpedância <i>folded cascode</i> modificado.	74
Figura 62. Ganho de transimpedância e <i>overshoot</i> : a) $I_{bias}=300\mu A$ e b) $I_{bias}=600\mu A$ .	75
Figura 63. Largura de banda : a) $I_{bias}=300\mu A$ e b) $I_{bias}=600\mu A$ .	76
Figura 64. Ruído de corrente equivalente à entrada: a) $I_{bias}=300\mu A$ e b) $I_{bias}=600\mu A$ .	76
Figura 65. Ganho de transimpedância e <i>overshoot</i> : a) $R_f=1k\Omega$ e b) $R_f=10k\Omega$ .	77
Figura 66. Largura de banda: a) $R_f=1k\Omega$ e b) $R_f=10k\Omega$ .	77
Figura 67. Ruído de corrente equivalente à entrada: a) $R_f=1k\Omega$ e b) $R_f=10k\Omega$ .	78
Figura 68. Ganho de transimpedância e <i>overshoot</i> : a) $R_f=1k\Omega$ e b) $R_f=10k\Omega$ .	79
Figura 69. Largura de banda: a) $R_f=1k\Omega$ e b) $R_f=10k\Omega$ .	79
Figura 70. Ruído de corrente equivalente à entrada: a) $R_f=1k\Omega$ e b) $R_f=10k\Omega$ .	80

---



---

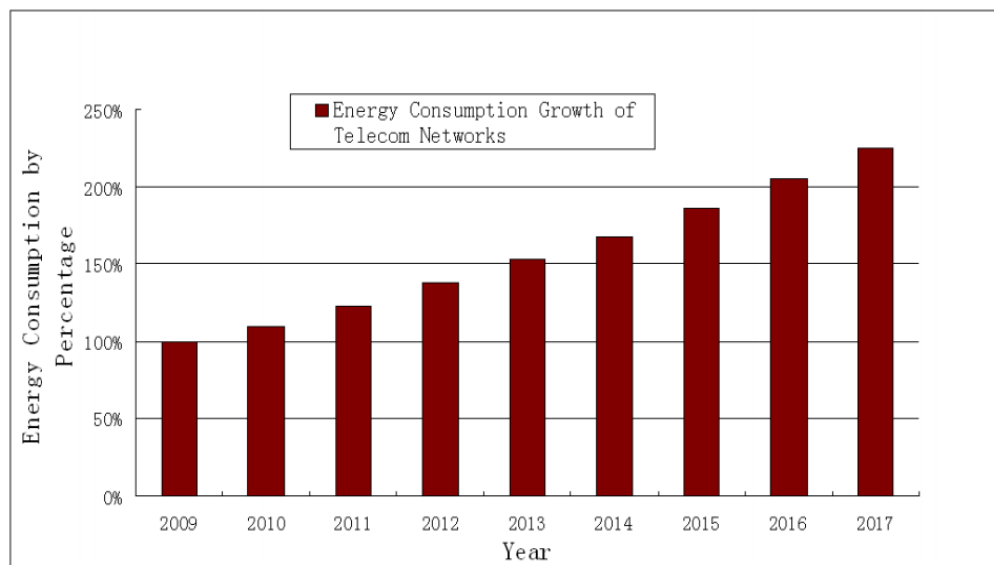
## Acrónimos

AMS	Austria Microsystems
BER	Bit Error Rate
BiCMOS	Bipolar Junction Transistor / Metal Oxide Semiconductor
BWER	Bandwidth Enhancement Ratio
CMOS	Complementary Metal-Oxide-Semiconductor
GaAs	Gallium Arsenide
GBW	Gain Bandwidth Product
HBT	Heterojunction Bipolar Transistor
IIS	Interferência entre Símbolos
L-PPM	Pulse Position Modulation
MOS	Metal-Oxide-Semiconductor
OOK	On-Off Shift Keying
pHEMT	High Electron Mobility Transistor
SNR	Signal to Noise Ratio
THD	Total Harmonic Distortion
TIA	Transimpedance Amplifier
VCSEL	Vertical Cavity Surface Emitting Lasers



## 1 Introdução

A evolução tecnológica registrada nas últimas décadas, não só a nível dos computadores, das tecnologias de comunicação, da medicina, como de todos os dispositivos com os quais lidamos diariamente, têm sido parte integrante do crescimento sustentado da economia mundial. A internet, por exemplo, tem crescido a taxas sem precedentes. O aumento do volume do tráfego nas redes de telecomunicações tem vindo a aumentar devido ao número crescente de utilizadores bem como à elevada largura de banda de que dispomos atualmente. Desta forma, a quantidade, a capacidade e o consumo energético dos equipamentos de encaminhamento de tráfego devem também aumentar. Devido à maior complexidade das redes de telecomunicações, o consumo de energia tornou-se num dos maiores desafios a nível global e com graves consequências a nível ambiental. Na Figura 1 está representado o consumo energético nas redes de telecomunicações desde a data de 2009 [1].



**Figura 1.** Evolução do crescimento do consumo energético nas redes de telecomunicações [1].

Um estudo mais recente datado de 2011 pode ser encontrado em [2] em que se verifica a mesma tendência do consumo energético. No geral, o setor das telecomunicações representa aproximadamente 4% do consumo elétrico global. Portanto, a redução da emissão de gases poluentes ( $\text{CO}_2$ ) pode ser conseguida por adoção de serviços inovadores na área das telecomunicações e também de iniciativas baseadas em projetos verdes [3].

## 1.1 O porquê da tecnologia CMOS

A evolução da tecnologia dos semicondutores tem permitido ao longo de décadas, construir os circuitos integrados com menor área, melhor desempenho e fiabilidade. Sendo assim, a escolha da tecnologia está intimamente ligada à aplicação desejada e é vital para o projeto de circuitos. A redução do consumo de potência é uma das características a ter em atenção para qualquer dispositivo elétrico ou eletrónico. Deste modo, a necessidade de dispositivos que consomem a menor quantidade de potência foi também um dos fatores que impulsionou o desenvolvimento da tecnologia CMOS. Sabendo que a tecnologia CMOS é aquela que apresenta menor consumo quando comparada com outras tecnologias e basear-se apenas neste princípio como metodologia para minimizar o consumo de potência de dispositivos equivalentes baseados noutras tecnologias, poderá não ser a melhor estratégia de projeto. Tecnologias baseadas em silício foram inicialmente desenvolvidas para produtos comerciais em circuitos integrados. Dentre as tecnologias de fabrico de circuitos integrados, as mais usadas são a bipolar, a MOS, a CMOS, a BiCMOS e a GaAs.

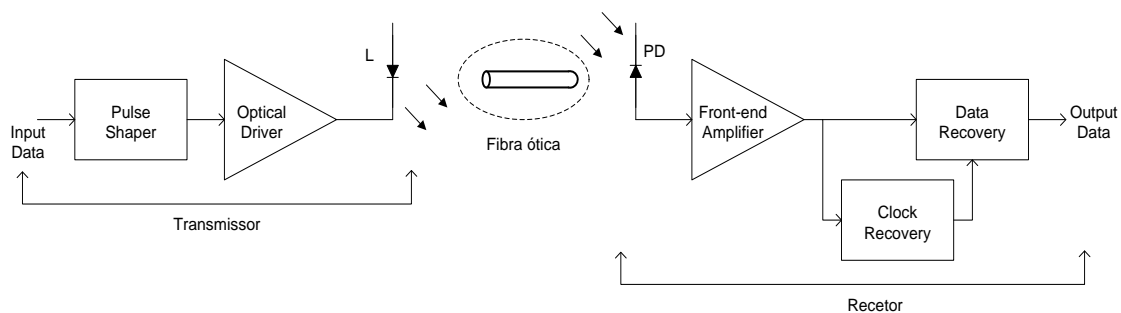
A tecnologia bipolar foi por muitos anos a tecnologia dominante, mas atualmente o uso da tecnologia CMOS tem vindo a crescer e tem-se tornado muito importante no fabrico de circuitos integrados. A tecnologia GaAs é muito rápida, no entanto a sua aplicação é limitada devido ao elevado custo de produção. Com a redução sistemática das dimensões físicas do transístor, processo a que se designa por *scaling* [3], a tecnologia CMOS tornou-se muito atrativa devido ao seu elevado nível de integração, e consequentemente maior densidade de transístores por circuito integrado. Desta forma, a implementação de circuitos integrados na tecnologia CMOS apresenta algumas vantagens relativamente às restantes tecnologias como menor área de ocupação, baixo custo de produção e baixo consumo de potência. No entanto, os transístores bipolares apresentam menor ruído e maior transcondutância em altas frequências.

## 1.2 Sistema de comunicações óticas

Sistemas de comunicações óticas são sistemas que utilizam a luz para transferir informação. Atualmente estes desempenham um grande papel nos sistemas de comunicações devido ao seu baixo custo, dimensões reduzidas, baixas perdas e grande

largura de banda. O meio de transmissão mais comum é a fibra ótica. No entanto, existem sistemas que transmitem informação no domínio ótico em espaço livre.

A Figura 2 mostra um diagrama de um sistema de comunicações óticas. Do lado do emissor, o sinal de entrada é processado e convertido em pulsos elétricos. O díodo laser ou díodo emissor de luz (LED) converte o sinal elétrico num sinal ótico a aplicar à fibra ótica. O sinal viaja do transmissor para o recetor através da fibra ótica, um meio de propagação de alta velocidade. O dispositivo responsável pela conversão do sinal ótico num sinal elétrico é o recetor ótico, cuja função é detetar, amplificar e recuperar o sinal ótico que chega ao fotodíodo. O fotodíodo converte o sinal ótico num sinal elétrico de corrente. O sinal de corrente gerado pelo fotodíodo é muito pequeno, portanto, é necessário um amplificador de baixo ruído, capaz de amplificar o sinal para um nível adequado antes que seja novamente processado. Geralmente usa-se um amplificador de transimpedância para realizar a conversão corrente-tensão neste tipo de sistemas. Estes amplificadores apresentam o melhor compromisso entre ganho e largura de banda. Por fim o circuito de recuperação de dados e relógio que recupera e sincroniza o sinal detetado.



**Figura 2. Sistema de comunicações por fibra ótica.**

No passado, esse tipo de sistema era exclusivamente utilizado nos circuitos de telecomunicações de longa distância devido ao elevado custo económico e tecnológico. Durante a última década, com o aumento da taxa de transmissão de dados e o advento de novas tecnologias como a *Vertical Cavity Surface Emitting Lasers* (VCSELs), os sistemas de comunicações óticas tornaram-se cada vez mais eficientes a nível de custo e consumo energético até mesmo para transmissão a curtas distâncias quando comparada com as soluções baseadas em cobre.

### 1.3 Objetivos e motivação

A maior dificuldade na implementação de amplificadores de transimpedância de elevada largura de banda deve-se à capacidade do fotodíodo à entrada. Por outro lado, amplificadores com maior largura de banda geralmente apresentam maior consumo de potência. Por essas razões, algumas técnicas foram introduzidas para aumentar a largura de banda sem consumo adicional de potência. Técnicas como a ressonância em série e paralelo bem com as de redes passivas, têm sido propostas para resolver esse problema. No entanto, grande parte dessas técnicas utiliza bobinas que ocupam grande área em silício e podem introduzir interferências indesejadas no restante circuito.

Portanto, este trabalho consiste no desenho de um amplificador de transimpedância baseado na tecnologia CMOS em processo de 350nm, com baixo consumo de potência, destinado aos sistemas de comunicações óticas na gama da luz visível, com largura de banda superior a 50MHz

### 1.4 Metodologia

Em termos gerais, este trabalho de mestrado consiste no desenho e teste de algumas configurações do amplificador de transimpedância com elevado desempenho utilizando a tecnologia de circuitos integrados CMOS.

Depois do teste, segue-se o estudo comparativo entre as configurações para averiguar qual apresenta melhor desempenho. O desenho dos circuitos foi executado dentro do ambiente integrado do Cadence, recorrendo-se ao *design-kits* da AMS (Austria Microsystems) disponíveis ao abrigo do protocolo firmado entre a Universidade de Aveiro e o Europractice.

### 1.5 Estrutura da dissertação

Esta dissertação encontra-se dividida em cinco capítulos. No capítulo 1, abordam-se os objetivos, a motivação e a metodologia para a realização e execução da dissertação.

O capítulo 2 dedica-se ao estudo dos amplificadores de transimpedância. É apresentada a base teórica dos circuitos de alta frequência e configurações de alto ganho, foca-se nos seus parâmetros de desempenho e são dadas a conhecer as técnicas utilizadas para melhorar o desempenho deste tipo de amplificadores. Para finalizar, é feito um estudo



sobre a influência dos diferentes processos de fabrico no consumo e no produto ganho largura de banda.

O capítulo 3 é o ponto de partida do trabalho desenvolvido. Inicia-se com a apresentação do transistor e o seu princípio de funcionamento, dando especial atenção às suas regiões de operação. São também descritas metodologias para diminuir o consumo baseadas na relação sinal ruído e a influência da redução da tensão de alimentação. Apresentam-se ainda algumas configurações inversoras e a motivação para o uso da configuração *folded cascode* na implementação do amplificador de transimpedância. Por fim, são apresentadas as metodologias para a análise do amplificador.

No capítulo 4, estuda-se o comportamento dos amplificadores de transimpedância baseados nas configurações inversoras apresentadas no capítulo 3, quando a corrente de polarização, a resistência de realimentação e a capacidade do fotodíodo variam, verificando-se a sua influência no ganho, largura de banda, ruído e no *overshoot*.

Por fim, o capítulo 5, resume todo o trabalho realizado, apresentando as principais conclusões e a discussão dos resultados obtidos. São ainda apresentadas as contribuições do estudo para a temática em causa e as linhas de investigação futuras.



## 2 Amplificadores para detecção de sinais óticos

Os primeiros amplificadores de transimpedância ou TIAs (*Transimpedance Amplifiers*) utilizavam tecnologia Bipolar, GaAs, pHEMTs ou HBT, sendo que, cada uma delas era usada no projeto de circuitos com características e aplicações diferentes. Essas tecnologias foram predominantes no projeto de amplificadores devido à sua alta velocidade e baixo ruído. A experiência adquirida no desenho e configurações de baixo ruído, elevado ganho e largura de banda nessas tecnologias tem sido usada para comparar o desempenho dos TIAs em CMOS.

### 2.1 Estrutura do pré-amplificador

O pré-amplificador ótico converte a corrente do fotodíodo num sinal de tensão. Na sua generalidade, o pré-amplificador pode ser dividido em duas categorias nomeadamente: o amplificador em malha aberta representado na Figura 3 e o amplificador em malha fechada representado na figura 4. Por sua vez, o amplificador em malha aberta pode ser subdividido em, baixa e alta impedância, dependendo do valor de  $R_{in}$ . A função de transferência do amplificador de baixa ou alta impedância é dada por:

$$\frac{V_{out}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{R_{in}A}{1 + sR_{in}C_{in}} \quad (2.1)$$

onde  $R_{in}$  é a resistência de entrada do amplificador,  $C_{in}$ , representa a capacidade de entrada total incluindo a capacidade do fotodíodo, as capacidades parasitas e a capacidade de entrada do amplificador.

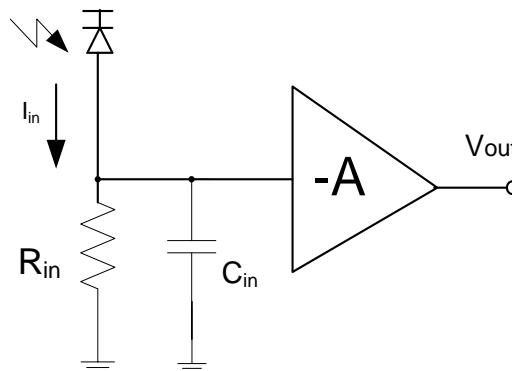


Figura 3. Pré-amplificador em malha aberta.

A largura de banda é dada por:

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi R_{in} C_{in}} \quad (2.2)$$

A capacidade do fotodíodo é geralmente grande. Sendo assim, a capacidade total de entrada gera o pólo dominante do amplificador. A escolha da resistência  $R_{in}$  influencia quer a resposta em frequência quer no ruído do pré-amplificador. Deste modo, a configuração de baixa impedância apresenta maior largura de banda e gama dinâmica. No entanto, o seu ruído é elevado. O ruído dominante é o ruído térmico aos terminais de  $R_{in}$  e a expressão é dada por:

$$\overline{I_{n,R_{in}}^2} = \frac{4kT}{R_{in}} \quad (2.3)$$

onde  $k$  é a constante de Boltzman e  $T$  é a temperatura em graus Kelvin. Uma vez que para valores de  $R_{in}$  baixos o ruído é elevado a única forma de minimizar o ruído é maximizar  $R_{in}$ . O pré-amplificador de alta-impedância tem a estrutura semelhante à do amplificador de baixa impedância. Porém, a resistência de entrada,  $R_{in}$ , é de valor elevado (na ordem dos  $k\Omega$ ), para minimizar ruído térmico, com o custo de reduzir a largura de banda e a gama dinâmica. Tipicamente, a largura de banda dessa configuração é inferior ao do sinal e por essa razão, esta requer um equalizador para a aumentar a largura de banda.

O amplificador de transimpedância mostrado na Figura 4 é um compromisso entre as soluções de baixa e alta impedância. Geralmente, assume-se que o amplificador dentro da malha é ideal e a sua resistência de entrada é infinita. A sua função de transferência é dada por:

$$\frac{V_{out}(s)}{I_{in}(s)} = -\frac{A}{1+A} \times \frac{R_f}{\left(1 + s \frac{R_f C_{in}}{1+A}\right)} \quad (2.4)$$

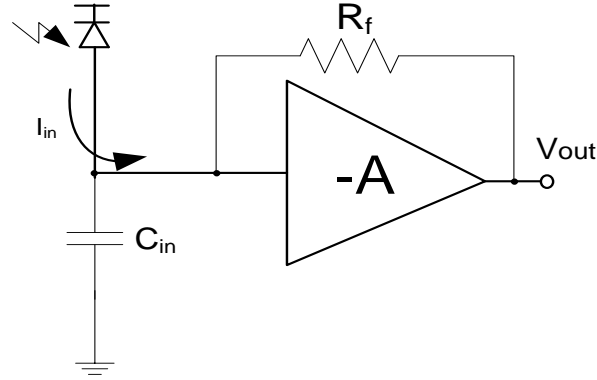


Figura 4. Amplificador de transimpedância com realimentação.

O ganho de transimpedância é aproximadamente igual a  $R_f$ . A largura de banda deste circuito é dada por:

$$f_{-3dB} = \frac{1 + A}{2\pi R_f C_{in}} \quad (2.5)$$

A equação mostra a dependência entre o ganho e a largura de banda. Isto é, para um  $C_{in}$  fixo, a largura de banda diminui com o ganho de transimpedância. Por outro lado, a largura de banda pode ser aumentada através do ganho de tensão,  $A$ .

O ruído de tensão à saída é determinado pela seguinte expressão:

$$V_{n,0}(s) = \frac{V_{n,R_f} + V_{n,A}(1 + sR_f C_{in})}{1 + \frac{sR_f C_{in}}{1 + A}} \quad (2.6)$$

Onde  $V_{n,A}$  é o ruído de tensão equivalente de entrada do amplificador de tensão,  $V_{n,R_f}$  é o ruído de tensão da resistência de realimentação. Para  $C_{in} = 0$ , então  $V_{n,0} = V_{n,R_f} + V_{n,A}$ , e o ruído de corrente equivalente de entrada é dado por:

$$\begin{aligned} \overline{I_{n,in}^2} &= \frac{\overline{V_{n,R_f}^2} + \overline{V_{n,A}^2}}{R_f^2} \\ &= \frac{4kT}{R_f} + \frac{\overline{V_{n,A}^2}}{R_f^2} \end{aligned} \quad (2.7)$$

O primeiro termo é o ruído de  $R_f$  que está diretamente referido à entrada, enquanto o segundo termo (ruído de tensão equivalente de entrada do amplificador de tensão) é dividido por  $R_f$ .

## 2.2 Parâmetros de desempenho do amplificador de transimpedância

O amplificador de transimpedância é geralmente usado como um pré-amplificador no recetor e serve para converter e amplificar a corrente gerada pelo fotodíodo para que possa ser utilizada pelo circuito de extração de relógio e de recuperação de dados. Este desempenha um papel crucial na determinação do desempenho do recetor, nomeadamente, ganho, largura de banda, ruído, consumo e gama dinâmica.

### 2.2.1 Ganho de transimpedância

O ganho de transimpedância é definido como a razão entre a amplitude do sinal de tensão à saída e a amplitude do sinal de corrente de entrada do amplificador, como se pode ver na seguinte expressão:

$$Z_T = \frac{V_{out}}{I_{in}} \quad (2.8)$$

Uma vez que o sinal de corrente gerado pelo fotodíodo é muito pequeno, o ganho do pré-amplificador deve ser suficientemente grande. Um pré-amplificador de ganho elevado melhora a sensibilidade do sistema de receção e minimiza o efeito do ruído nos andares subsequentes. Isso pode ser demonstrado através da expressão da figura de ruído (NF, *Noise Figure*) [4]. No entanto, o ganho não pode ser demasiado grande para não prejudicar a largura de banda. Sendo assim, deve haver um compromisso do ganho com a largura de banda de modo a otimizar todo o desempenho do amplificador. O ganho do amplificador de transimpedância tem como unidade o ohm( $\Omega$ ) ou dB $\Omega$  quando expresso em dB.

### 2.2.2 Largura de banda

A frequência de corte do pré-amplificador é a frequência para a qual o ganho diminui 3dB relativamente ao seu valor máximo. Esta determina a velocidade de transmissão de dados que o circuito recetor pode comportar. Como a capacidade do fotodíodo é grande, a capacidade total de entrada do pré-amplificador,  $C_{in}$ , é dada pelo somatório da capacidade do fotodíodo e das capacidades parasitas do transístor de entrada, que geralmente dominam a resposta em frequência do recetor. A frequência de corte é determinada pela constante de tempo  $\tau = R_{in}C_{in}$ . O tempo de subida de resposta a um degrau é dado por  $T_r = 2.2R_{in}C_{in}$  [4]. Com  $T_r \leq T_b$  e  $T_b = 1/R_b$  a largura de banda é dada por:

$$\begin{aligned} f_{-3dB} &\cong \frac{1}{2\pi R_{in} C_{in}} = \frac{2.2}{2\pi T_b} = \frac{2.2}{2\pi \times \frac{1}{R_b}} \\ &= \frac{2.2}{2\pi} \times R_b \end{aligned} \quad (2.9)$$

onde  $R_b$  é a taxa de transmissão e  $T_b$  é o período do *bit*.

Existe uma relação de dependência entre a largura de banda e o ruído no amplificador de transimpedância. Desta forma, a largura de banda deve ser minimizada de modo a reduzir o ruído do amplificador. No entanto, a redução da largura de banda pode conduzir a um fenómeno indesejado designado por interferência-inter-simbólica (IIS) e que degrada a relação sinal ruído (SNR, *Signal to Noise Ratio*) do amplificador. Sendo assim, um bom compromisso entre a largura de banda, ruído e IIS é obtido com a penalização da velocidade do circuito, já que em aplicações de alta velocidade, a largura de banda depende quer do ganho quer da potência consumida. A largura de banda necessária para os formatos de modulação mais divulgados, OOK (*On-Off Keying*) e L-PPM (*Pulse Position Modulation*) pode ser determinada pelas seguintes equações[5]:

$$B_{OOK} = \frac{1}{T_b} = R_b \quad (2.10)$$

$$B_{L-PPM} = \frac{L}{T_b} = \frac{LR_b}{\log_2 L} \quad (2.11)$$

onde  $L$  representa o número de posições. Essas equações mostram que para  $L > 2$  a modulação L-PPM é menos eficiente que a OOK, sendo que essa eficiência pode ser quantificada pela relação:

$$\frac{B_{L-PPM}}{B_{OOK}} = \frac{L}{\log_2 L} \quad (2.12)$$

### 2.2.3 Ruído

A sensibilidade do recetor é o mínimo sinal de entrada necessário para produzir um sinal de saída específico. Nos sistemas analógicos este parâmetro é definido em termos da SNR, para um formato de modulação específico e banda. Na transmissão digital, este desempenho é caracterizado pelo máximo valor do *bit-error rate* (BER). O BER poder ser obtido a partir da SNR pela seguinte relação [4][5]:

$$BER = \frac{1}{\sqrt{2\pi}Q(u)} \exp\left(-\frac{Q^2(u)}{2}\right) \quad (2.13)$$

onde o fator  $Q(u)$  depende da SNR e consequentemente do formato de modulação. Para a modulação OOK o BER pode ser reduzida a seguinte expressão [5]:

$$BER = Q\left(\frac{P}{\sqrt{N_0 R_b}}\right) \quad (2.14)$$

onde  $P$  é a potência ótica média e  $N_0$  é o ruído branco. Sendo assim, a potência necessária para a modulação OOK é dada por:

$$P_{OOK} = \sqrt{N_0 R_b} Q^{-1}(BER) \quad (2.15)$$

A potência ótica média necessária para os formatos de modulação L-PPM e OOK é estabelecida pela seguinte relação [5]:

$$\frac{P_{L-PPM}}{P_{OOK}} \approx \sqrt{\frac{2}{L \times \log_2 L}} \quad (2.16)$$

Portanto, para valores de  $L$  maiores que 2, L-PPM requer menos potência de transmissão do que OOK.

A sensibilidade do recetor pode ser usada para estimar dois parâmetros importantes do amplificador de transimpedância: o ganho de transimpedância e o ruído de corrente equivalente de entrada. Em primeiro lugar o ganho pode ser calculado pela seguinte expressão:

$$|Z_T| = \frac{V_{out,pp}}{2 \cdot \overline{P_{in}^{opt}} \cdot R_{PD}} \quad (2.17)$$

onde  $V_{out,pp}$  é a tensão de saída,  $\overline{P_{in}^{opt}}$  é a potência ótica mínima de entrada,  $R_{PD}$  é a responsividade do fotodíodo e o fator 2 surge da codificação NRZ do sinal.

A média máxima do ruído de corrente equivalente de entrada pode ser determinado usando[6, 7]:

$$\overline{I_{eq,in}^2} = \frac{\overline{P_{in}^{opt}} \cdot R_{PD}}{Q(BER) \cdot \sqrt{\Delta_f}} \quad (2.18)$$

onde  $\Delta_f$  é a largura de banda equivalente do ruído.



### 2.2.4 Distorção harmónica

Um amplificador linear é caracterizado por apresentar o sinal de saída diretamente proporcional ao sinal de entrada. No entanto, esta relação direta impõe algumas restrições na amplitude do sinal de entrada uma vez que a amplitude do sinal de saída é limitada pela tensão de alimentação do circuito. Sendo assim, a distorção é causada fundamentalmente porque o sinal de saída não consegue acompanhar o sinal de entrada para todas as amplitudes possíveis. Outras causas da distorção estão relacionadas com as imperfeições do amplificador, nomeadamente o ruído e as capacidades parasitas que adulteram quer a amplitude e/ou forma quer a fase do sinal. Se o amplificador adicionar ao sinal de entrada componentes de frequências diferentes das do sinal original, a razão entre estas e a original indicará a distorção introduzida pelo amplificador.

Uma das formas de medir a distorção introduzida ao sinal por um amplificador é com base no cálculo da distorção harmónica total (THD, *Total Harmonic Distortion*) descrita pela seguinte expressão:

$$\text{THD} = \sqrt{\sum_{n=2}^N |\text{HD}_n|^2} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^N b_n^2}}{b_1} \quad (2.19)$$

onde  $\text{HD}_n$  é a distorção harmónica de ordem  $n$ ,  $b_n$  é o coeficiente de distorção de ordem  $n$  e  $b_1$  é o coeficiente da frequência fundamental. A THD é um indicador de linearidade e quanto menor for o seu valor mais linear é o amplificador e menos distorção harmónica é introduzida no sinal.

### 2.2.5 Gama dinâmica

A gama dinâmica de um recetor é a gama de potência ótica dentro da qual o recetor funciona de acordo com as especificações. Recetores com elevada gama dinâmica são essenciais, pois permitem maior flexibilidade em ligações de distâncias variáveis. No entanto, os avanços recentes da tecnologia CMOS permitiram reduzir significativamente a tensão de alimentação, enquanto a tensão de limiar de dispositivos MOS sofreram apenas ligeira redução. Como o sinal ótico é convertido num sinal elétrico, a variação do sinal de entrada está limitada inferiormente pelo ruído à entrada e superiormente pela alimentação.

### 2.2.6 Potência

O consumo de potência é um dos maiores desafios dos sistemas eletrônicos modernos. Ao contrário dos sistemas digitais, a análise do consumo de potência nos sistemas analógicos é muito mais complicada e menos estudada.

Eric Vittoz foi quem apresentou a primeira análise do consumo de potência para os circuitos analógicos [8, 9]. Essa análise foi posteriormente desenvolvida por Enz e Vittoz [10]. Mais tarde, Bult [11] e Annema et al. [12] fizeram o estudo sobre o efeito do *scaling* no consumo de potência.

Para além da redução da área ocupada pelo circuito integrado, a redução da potência dissipada é uma forma eficiente de diminuir o custo do recetor. Essa redução pode ser conseguida aplicando diferentes técnicas como por exemplo, reduzir a tensão de alimentação, a corrente de polarização ou utilizar topologias de baixo consumo. Por um lado a redução dos níveis de corrente de polarização permite reduzir o consumo, no entanto, esta metodologia limita a gama dinâmica do pré-amplificador. Embora o consumo de potência seja um indicador relevante na maior parte dos circuitos eletrônicos, o mesmo não é essencial em todas as aplicações tal como se pode ver em inúmeras publicações [13 - 16]. Porém, as aplicações móveis são bastante exigentes neste aspeto, pois geralmente, são alimentadas por baterias. Sendo assim, o recetor irá impor um limite ao valor máximo de corrente usado no circuito.

H. Dammak et al. [17] apresentam no seu estudo uma metodologia de otimização para um amplificador operacional na configuração de *folded-cascode* em diferentes regiões de operação dos transístores MOS, nomeadamente: região de inversão fraca, região de inversão moderada e região de inversão forte. Nestas regiões de operação, houve uma redução significativa na largura de banda na transição da região de inversão forte para a região de inversão moderada. No entanto é na região de inversão fraca onde o consumo de potência é inferior ( $0.6\mu\text{W}$ ).

### 2.3 Topologias de desenho do TIA

O andar de entrada é dos blocos que maiores desafios cria no projeto de um amplificador de transimpedância, uma vez que precisa cumprir os requisitos que tornem viáveis a implementação do restante circuito recetor. Ganho e largura de banda elevados, baixo ruído de entrada e baixo consumo, são requisitos conflituosos que requerem um compromisso equilibrado para a viabilidade do projeto.

Nos últimos 30 anos muitos amplificadores de transimpedância têm sido desenvolvidos e marcado a evolução dos amplificadores de transimpedância na tecnologia CMOS. Um exemplo disso é o circuito da Figura 5 proposto por R.G. Smith et. al. [18] há mais de 30 anos, desenhado com transístores bipolares do tipo npn e mais tarde surge a sua versão em CMOS [19]. A topologia em fonte comum é afetada pela capacidade porta-dreno (Miller) do transístor de entrada que é multiplicada pelo ganho desse transístor, contribuindo assim para aumentar o valor da capacidade de entrada.

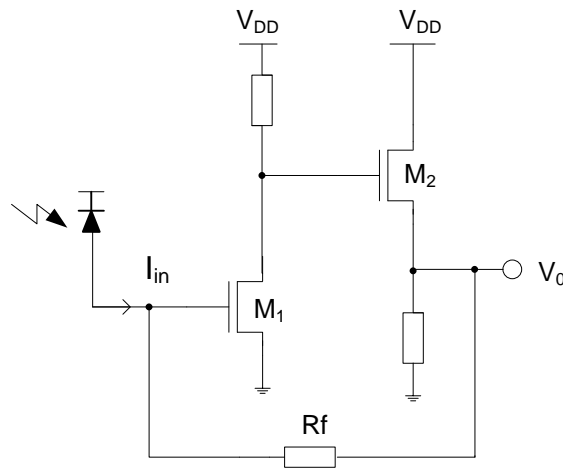
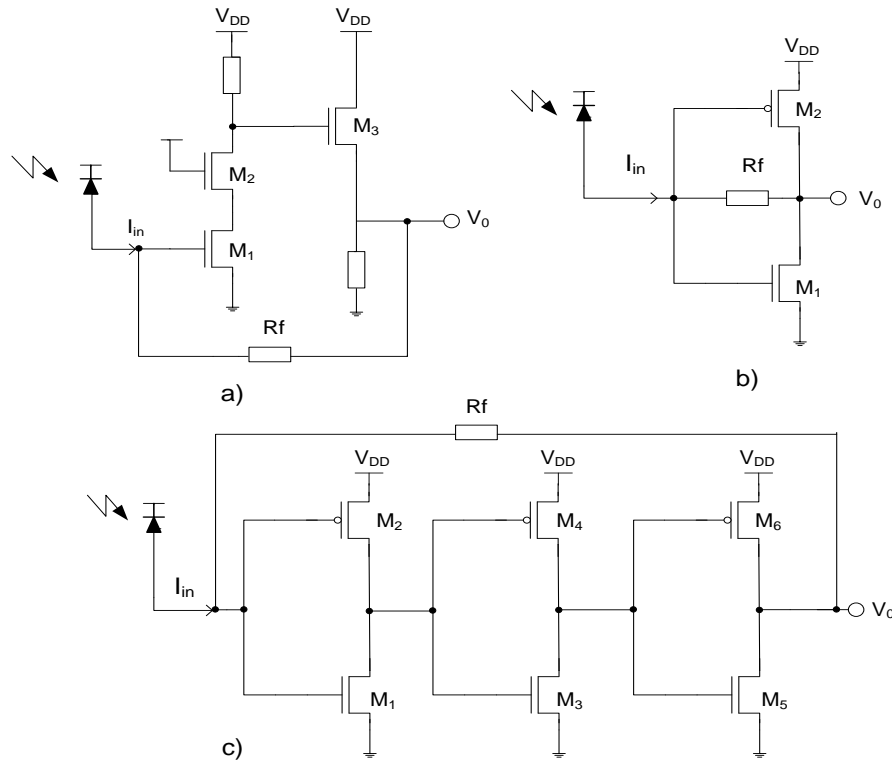


Figura 5. Amplificador de transimpedância em fonte comum.

Essa desvantagem pode ser minimizada adicionando um novo transístor nMOS com a porta à massa entre o transístor de entrada nMos e a resistência de polarização, dando origem a configuração *cascode* presente na Figura 6 (a). Desta forma, o ganho do transístor de entrada será aproximadamente igual a um, eliminando o fator multiplicativo da capacidade porta-dreno.



**Figura 6. Amplificadores de transimpedância baseados na tecnologia CMOS.**

Ainda na tecnologia CMOS, um tipo de pré-amplificador baseado nos inversores CMOS conforme mostra a Figura 6 (b) foi implementada em [20]. Esta metodologia tira partido do uso de transístores nMOS e pMOS à entrada para atingir ganhos mais elevados. No entanto, com apenas um andar o ganho é baixo e o efeito da capacidade de Miller continua presente devido sobretudo a capacidade associada ao transístor pMOS que é grande. O uso em cascata de inversores como se mostra na Figura 6 (c) é uma estratégia que permite aumentar o ganho mas que torna o circuito instável e difícil de usar [21].

Grande parte das topologias pode ser classificada numa das seguintes categorias: configuração em fonte comum (apresentada neste ponto), em porta comum e em dreno comum [22].

### 2.3.1 Amplificador em porta comum

A largura de banda do amplificador apresentado na Figura 5 está limitada pelo pólo dominante gerado pela resistência de realimentação e a capacidade do fotodíodo. A configuração em porta comum ilustrada na Figura 7 (a) é muito utilizada em circuitos de transimpedância em malha aberta, devido à sua baixa impedância de entrada. Esta topologia apresenta grande ganho de transimpedância e largura de banda. No entanto,

apresenta um grande ruído de corrente equivalente de entrada devido o transistor M2, e não oferece um bom isolamento da entrada para a saída devido à transcondutância limitada e à elevada impedância de saída.

A topologia em *cascode* regulado representada na Figura 7 (b) suaviza os problemas apresentados na configuração em porta comum. O mecanismo de entrada desta topologia aumenta significativamente a transcondutância efetiva, apresenta baixa condutância de saída e portanto, melhora o isolamento do amplificador de transimpedância da capacidade do fotodíodo.

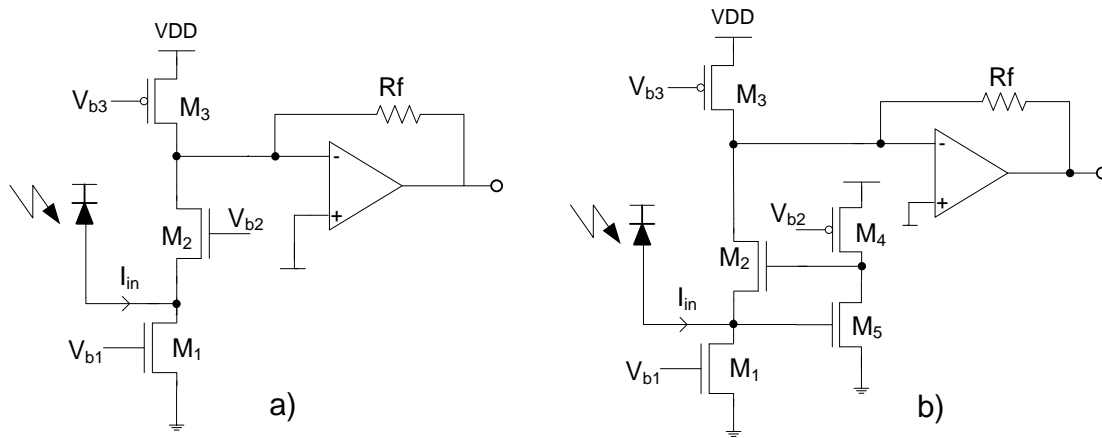


Figura 7. a) Topologia em porta comum b) topologia em *cascode* regulado.

O *cascode* regulado foi usado em [22] para criar um amplificador de transimpedância com uma velocidade de 1.25 Gbps. Esta configuração foi usada como um *buffer* de corrente seguido de um amplificador de tensão com malha de realimentação resistiva. Com este amplificador foi possível obter um ganho de transimpedância de  $58\text{dB}\Omega$ , largura de banda 950MHz para uma capacidade de fotodíodo de 0.5pF, densidade espectral do ruído de corrente equivalente à entrada de  $6.3\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$  e sensibilidade de 20dBm.

## 2.4 Técnicas de otimização do ganho e da largura de banda

O produto do ganho pela largura de banda (GBW, *Gain Bandwidth Product*) é uma das características de relevância dos amplificadores e um dos maiores desafios para os projetistas de circuitos eletrônicos. Devido à necessidade de maior largura de banda surge sempre a questão quão grande pode ser a largura de banda para um determinado ganho num amplificador. No entanto, a largura de banda é limitada e os projetistas de circuitos

eletrônicos devem estabelecer o melhor compromisso entre o ganho e a largura de banda, que por vezes, são insuficientes para suprir as necessidades. Desta forma podem ser adotadas três diferentes estratégias para maximizar o GBW:

1. Aumentar o ganho e manter a largura de banda;
2. Manter o ganho e aumentar a largura de banda;
3. Aumentar o ganho e a largura de banda.

A extensão da largura de banda do amplificador de transimpedância apresenta alguns obstáculos e portanto é importante identificar os componentes responsáveis pela limitação da largura da banda que geralmente são: i) a capacidade de fotodíodo; ii) as capacidades parasitas dos transístores MOS e iii) a capacidade de carga. Os métodos normalmente utilizados na extensão da largura de banda lidam com qualquer uma destas limitações de modo a minimizar os seus efeitos na largura de banda. A técnica de extensão da largura de banda pode ser dividida em duas categorias, ativas e passivas, dependendo da natureza dos elementos utilizados para o efeito. O uso de elementos passivos é mais vantajoso devido à maior simplicidade, baixo custo de desenvolvimento e sobretudo melhor desempenho em termos de consumo, embora ocupem maior área.

Algumas das técnicas de ressonância em frequência apresentadas em literaturas e publicações serão abordadas ao longo desta secção, nomeadamente: ressonância indutiva e ressonância capacitiva.

### 2.4.1 Ressonância indutiva

A ressonância indutiva é um dos métodos mais divulgados na extensão da largura de banda. A ideia por trás desta técnica é compensar a capacidade de carga num determinado ponto do circuito pela inserção de um ou mais elementos indutivos. Essa metodologia pode eliminar as limitações da largura de banda impostas pelo circuito de primeira ordem composto pelo par RC, em que R representa a resistência equivalente e C representa a soma das capacidades concentradas naquele ponto, sem consumo adicional de potência ou perdas no ganho. A distorção do sinal provocada pela compensação excessiva da capacidade normalmente impõe um limite superior à extensão da largura de banda.

Existem quatro tipos principais de ressonância indutiva; paralelo, serie, T-coil e T-coil modificado. Diferentes malhas de ressonância indutiva já foram implementadas para estender a largura de banda BWER (*Bandwidth Extension Ratio*), muitas das quais foram calculadas para máxima planitude [23].

A ressonância indutiva paralelo é a técnica mais utilizada e investigada enquanto que as duas últimas (T-coil e T-coil modificado [24, 25]) são menos utilizadas e raramente analisadas.

#### 2.4.1.1 Ressonância indutiva paralelo

Esta técnica é geralmente implementada no nó de saída pela inserção de uma bobina em série com a resistência de carga de um amplificador como mostra a Figura 8.

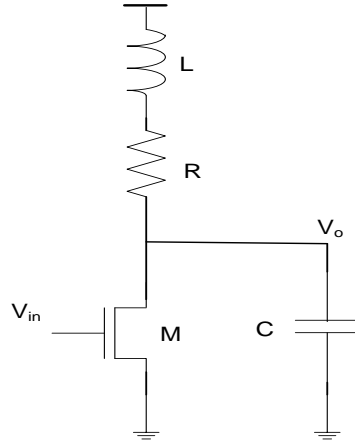


Figura 8. Ressonância indutiva paralelo.

Se o pólo dominante do amplificador estiver na saída, o elemento indutivo adiciona um pólo e um zero à sua função de transferência, como mostra a equação seguinte:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -gm \frac{sL + R}{s^2LC + sRC + 1} \quad (2.20)$$

A extensão da largura de banda utilizando esta técnica já foi utilizada em muitos amplificadores de transimpedância. Ela também é frequentemente usada nos *buffers* de saída de modo a compensar uma possível redução da largura de banda [26].

#### 2.4.1.2 Ressonância indutiva série

Outra técnica de extensão de largura de banda frequentemente utilizada é a indutiva série. Esta técnica funciona de forma semelhante à indutiva paralelo e só é necessário uma bobina. É aplicada inserindo uma bobina em série com a resistência de carga, criando um circuito ressonante que irá puxar mais corrente para a capacidade de carga, melhorando

assim a sua velocidade. O circuito esquemático ilustrativo desta técnica é mostrado na Figura 9.

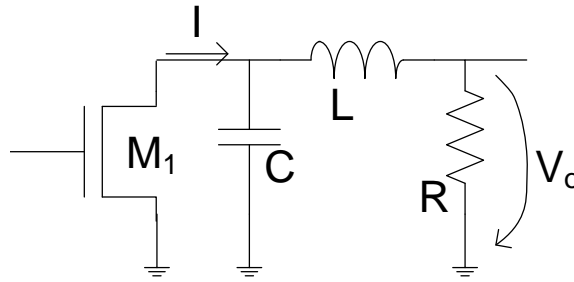


Figura 9. Técnica de ressonância indutiva série.

Chia-Hsin Wu et al. [27], utilizou esta técnica para implementar um amplificador de transimpedância com múltiplos andares de ganho com bobinas inseridas em série entre os andares. Cada andar de ganho deste amplificador é formado por um inversor CMOS com realimentação resistiva. Normalmente, a largura de banda desta topologia é determinada pela constante de tempo RC em cada nó. Portanto, as bobinas em série não permitem reduzir o efeito das capacidades parasitas, uma vez que a bobina não está em série com a resistência de carga, significa que as perdas na bobina condicionam diretamente o ganho. Sendo assim, é necessário uma bobina com elevado fator de qualidade Q [27].

#### 2.4.2 Ressonância capacitiva

A ressonância indutiva é uma técnica dispendiosa pois, a bobina ocupa uma área do circuito integrado muito maior do que a do amplificador. Essa é a grande motivação para o uso da técnica de ressonância capacitiva que utiliza a realimentação para adicionar um pólo na saída através do ajuste da capacidade de carga  $C_L$ , de modo a aumentar a largura de banda. No entanto, o uso desta técnica produz um efeito ressonante que pode levar o sistema à instabilidade.



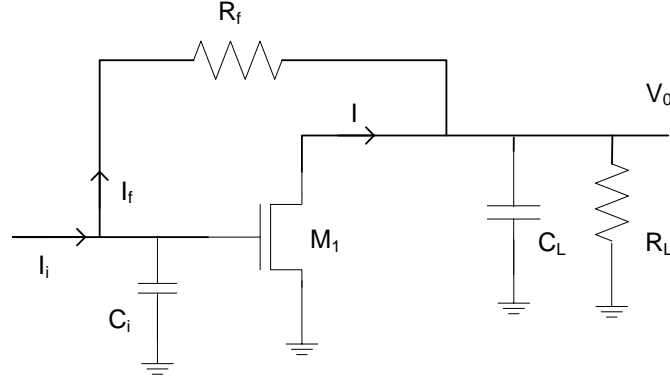


Figura 10. Técnica de ressonância capacitiva.

Um exemplo muito simples do uso desta técnica pode ser demonstrado na Figura 10. O ganho em malha aberta é dado por:

$$Z_0(s) = -\frac{g_m R_f (R_f // R_L)}{(1 + s R_f C_i)(1 + s(R_f // R_L) C_L)} \quad (2.21)$$

$$Z_0(s) \approx -\frac{g_m R_f^2}{(1 + s R_f C_i)(1 + s R_f C_L)}$$

Onde  $g_m$  é a transcondutância do transístor e a aproximação é válida se  $R_L \gg R_f$ . Sabendo que o fator de realimentação é definido como sendo  $\beta = -1/R_f$ , a função de transferência em malha fechada é dada por:

$$Z_F(s) = \frac{Z_0(s)}{1 + \beta(s)Z_0(s)} \quad (2.22)$$

$$Z_F(s) \approx -\frac{g_m R_f^2}{1 + g_m R_f} \frac{1}{1 + s \frac{R_f(C_i + C_L)}{1 + g_m R_f} + s^2 \frac{R_f^2 C_i C_L}{1 + g_m R_f}}$$

De acordo com a equação (2.22) os pólos do sistema vêm em função de  $C_i$  e  $C_L$ . Isto significa que para além da capacidade de carga, a capacidade de entrada também pode ser manipulada através desta técnica. Existem ainda outras variáveis como a transcondutância do transístor e a resistência de realimentação que dão maior grau de liberdade no ajustamento dos pólos do sistema.

Através do desenho de Butterworth obtido da equação característica de segunda ordem com ganho DC normalizado, pode-se determinar o efeito da capacidade  $C_L$  no BWER. Definindo  $\tau_i = R_f C_i$ ,  $\tau_0 = R_f C_0$  e  $r = \tau_0/\tau_i$ , resolvendo a equação característica com o polinómio de Butterworth, resulta em  $w_n = (1 + r)/(r\tau_i\sqrt{2})$ .

Partindo do pressuposto que o amplificador de referência não inclui na saída a capacidade  $C_L$ , este tem uma frequência de corte  $w_r = (1 + g_m R_f) / \tau_i = (1 + r)^2 / (2\tau_i r)$ , a BWER é dada por:

$$BWER = \frac{w_n}{w_r} = \frac{\sqrt{2}}{1 + r} \quad (2.23)$$

A equação mostra que é possível aumentar a largura de banda através da manipulação da capacidade de carga. No entanto, com o aumento de  $C_L$  a BWER diminui. Como referido em [23], na implementação prática devem ser considerados alguns aspetos, como a resistência de carga que pode não ser negligenciada na associação em paralelo com a resistência de realimentação e as capacidades parasitas da resistência de realimentação podem tornar o fator de realimentação dependente da frequência.

#### 2.4.3 Realimentação com atraso

Outra técnica de extensão da largura de banda é a de realimentação com atraso. Esta técnica utiliza elementos de atraso na malha de realimentação de forma a posicionar os pólos dominantes do amplificador em malha fechada no local desejado. Contudo, para algumas aplicações que requerem ganho e largura de banda elevados, atrasos em excesso podem conduzir a instabilidade [23].

#### 2.4.4 Amplificadores em cascata

Uma forma eficiente de se obterem amplificadores com maior ganho é usar uma cascata de andares de amplificação em série. Esta não é a única técnica que permite aumentar o ganho de uma cascata de amplificadores. Outras técnicas podem ser encontradas em [23]. Partindo-se do pressuposto de que a resposta em frequência de cada andar deve ser plana numa gama restrita de largura de banda, o ganho total do amplificador é dado pelo produto do ganho de cada andar de amplificação. Assumindo-se que o ganho de cada andar é igual e que não há efeito de carga, a expressão do ganho da cadeia de amplificadores pode ser escrita como:

$$G_{Total} = \prod_{n=1}^N G_n = G_0^N, \text{ com } G_n = G_0 \quad (2.24)$$

Apesar de muito útil quando se pretende maior ganho, esta técnica penaliza a largura de banda total, que acaba por ser inferior à largura de banda de cada um dos estágios de amplificação. A frequência de corte é dada por:

$$BW_{Total} = BW_0 \sqrt{\sqrt[N]{2} - 1} \quad (2.25)$$

Uma vez que se assume que o ganho de cada andar é igual, considerando uma topologia de dois terminais, a BWER dada por:

$$BWER \leq \frac{2}{\sqrt{\sqrt[N]{2} - 1}} \quad (2.26)$$

Por exemplo, se a largura de banda total do amplificador for de 10 GHz para  $N=2$ , então a largura de banda de cada estágio deve ser 16 GHz. Por outro lado, comparando o produto ganho largura de banda com o de um amplificador de um único estágio,  $G_0 \cdot BW_0$ , verifica-se uma melhoria no produto do ganho pela largura de banda como descrito em:

$$\frac{GBW_N}{GBW_0} = G_0^{N-1} \cdot \sqrt{\sqrt[N]{2} - 1} \quad (2.27)$$

Considerando que  $G_0 = 20$  é possível melhorar GBW de um fator de 12,87. Para valores de  $G_0$  mais elevados, o GBW aumenta dramaticamente com a introdução adicional de novos estágios, mas com o custo de aumentar o consumo de potência. A frequência de corte é também penalizada com a inserção de novos estágios.

#### 2.4.5 Limites do GBW

A maximização do ganho e largura de banda de um amplificador tem sido um dos maiores desafios no projecto de circuitos eletrónicos desde os primórdios da eletrónica, devido a limitação da largura de banda [23]. Bode [27] foi o primeiro a demonstrar matematicamente que existe um limite máximo associado à extensão do GBW.

Para topologias de dois terminais o limite é de  $2g_m/C$ . Já em topologias de quatro terminais foi demonstrado que o limite da extensão da largura de banda é de  $\pi^2/4$  vezes o limite anterior, ou seja,  $\pi^2 g_m/2C$ .

## 2.5 Publicações recentes de amplificadores de transimpedância

Numa pesquisa sobre amplificadores de transimpedância tendo como objetivo verificar a tendência dos seus parâmetros de desempenho para diferentes processos CMOS, constatou-se que o seu desempenho tem vindo a melhorar com a evolução da tecnologia CMOS e a redução constante da tensão de alimentação.

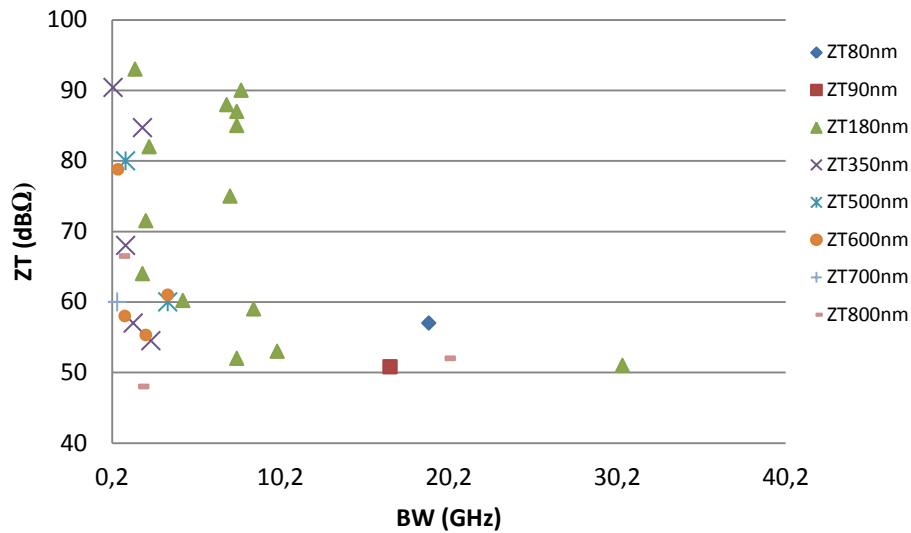


Figura 11. Ganho de transimpedância de diferentes tecnologias e processos ( $0.08\mu\text{m} - 0.8\mu\text{m}$ ) em função da largura de banda.

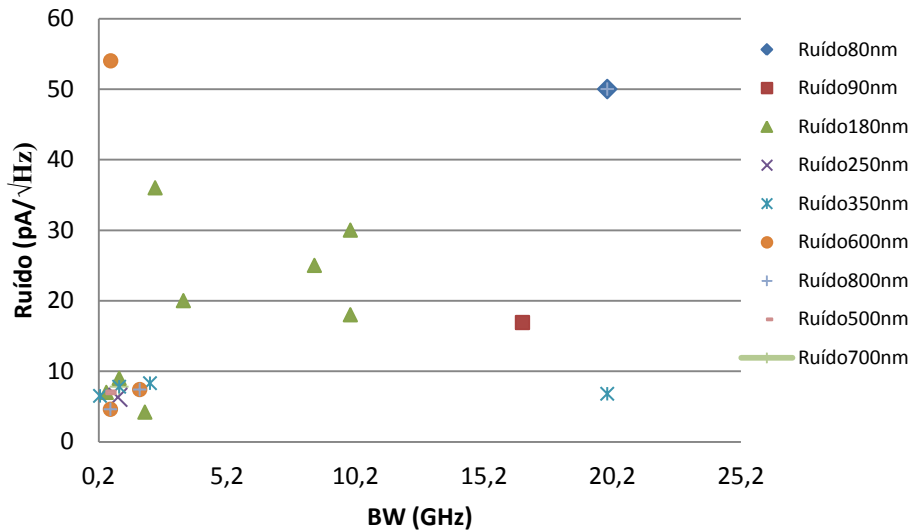


Figura 12. Ruído de corrente de amplificadores de transimpedância em CMOS ( $0.08\mu\text{m}-0.8\mu\text{m}$ ) em função da largura de banda.

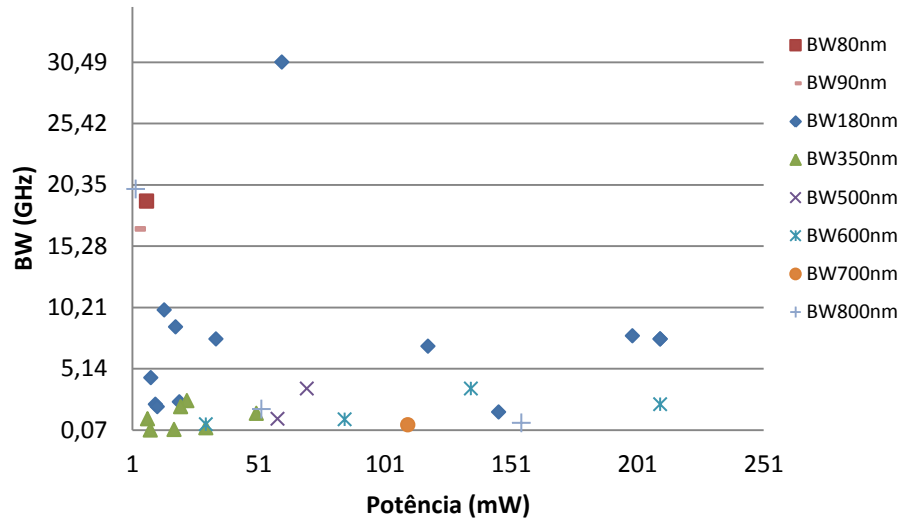


Figura 13. Largura de banda de amplificadores de transimpedância em função da potência consumida.

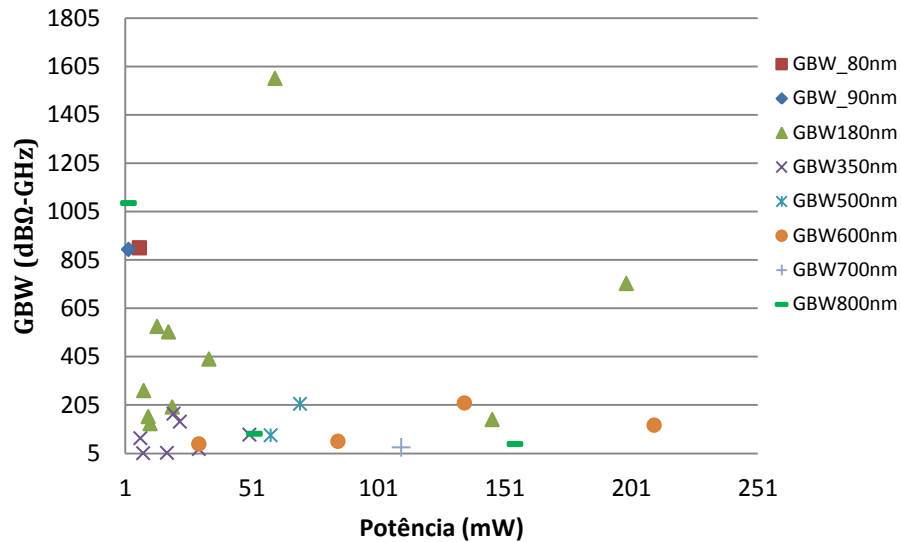


Figura 14. Produto GBW de amplificadores de transimpedância CMOS em função da potência consumida.

Nas Figuras 11, 12, 13 e 14 estão representados os parâmetros de relevância de amplificadores de transimpedância baseados na tecnologia CMOS, para diferentes processos. A Figura 11 mostra o ganho de transimpedância em função da largura de banda e a Figura 12 tem-se o ruído de corrente equivalente à entrada do amplificador também em função da largura de banda. Nas Figuras 13 e 14, estão representados a largura de banda e o produto ganho largura de banda (GBW) respetivamente em função do consumo de potência. Segundo a observação gráfica, constata-se que não existe qualquer tendência dos parâmetros representados. Mesmo que os processos sejam agrupados e estudados individualmente, ainda assim, não se verifica qualquer tendência. Parece evidente que

encontrar uma tendência para os parâmetros de desempenho de um amplificador seja um dos maiores desafios para os engenheiros eletrônicos, uma vez que, no projeto de amplificadores, estes terão que lidar com inúmeras variáveis que estão relacionadas entre si. Sendo assim, terão de encontrar o melhor compromisso entre as variáveis com as quais terão que lidar de modo a cumprir da melhor forma com as especificações de um dado projeto. Devem-se ainda ter em atenção as diferentes configurações de circuitos de forma a satisfazer as especificações em função do tipo de aplicação a que se destinam.

Embora não se verifique qualquer tendência quer do ganho, do ruído, da largura de banda, do GBW ou da potência consumida, como se pode observar nas figuras referidas, constata-se que esses amplificadores têm sido projetados para satisfazer demandas de acordo com a área de aplicação. Noutras palavras, esses amplificadores são projetados tendo em mente sistemas que requerem baixo ruído, elevado ganho e/ou largura de banda e/ou baixo consumo.

Em [29 - 31] podem ser encontradas análises comparativas do desempenho do ruído em amplificadores de transimpedância em tecnologias CMOS e BicMOS nas configurações de fonte comum e porta comum.

### **2.6 Conclusão**

Neste capítulo, foi inicialmente apresentada a estrutura do amplificador de transimpedância e os parâmetros de relevância deste tipo de amplificador. De seguida foram apresentadas algumas das topologias do amplificador de transimpedância em CMOS mais divulgadas e as suas características. As técnicas de extensão do produto ganho largura de banda, GBW, foram também analisadas.

Por fim, foram efetuados estudos que pretendiam mostrar a tendência do produto GBW em função da potência consumida que, como se verificou, não existe.

### 3 Análise de configurações de baixo consumo de TIAs

Atualmente, o baixo consumo de potência, pequena ocupação de área bem como maior robustez à interferências externas têm sido os principais requisitos dos circuitos analógicos e digitais. Circuitos que possam ser adaptados a diferentes tipos de aplicações são uma mais-valia, uma vez que grande parte do seu sucesso económico advém da sua versatilidade, do tempo de produção (que deve ser curto), da necessidade de menor número de recursos humanos, aliados ao alto desempenho. Os amplificadores de transimpedância têm uma vasta área de aplicação e portanto, a possibilidade de um mesmo amplificador ser usado em diferentes tipos de aplicações deve ser um dos principais objetivos a ter em atenção.

#### 3.1 O transistor MOSFET

O transistor MOSFET (*Metal–Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor*) é o dispositivo dominante tanto no fabrico de circuitos analógicos como de circuitos digitais da atualidade. Este dispositivo é geralmente representado pelos símbolos da Figura 15, com quatro terminais cujas abreviaturas são: G, S, D e B, para designarem porta (Gate), fonte (Source), dreno (Drain) e substrato ou corpo (Body) respetivamente. Existem situações na Figura 15 em que apenas estão representadas três terminais, significando isto que o substrato ou corpo está ligado à fonte.

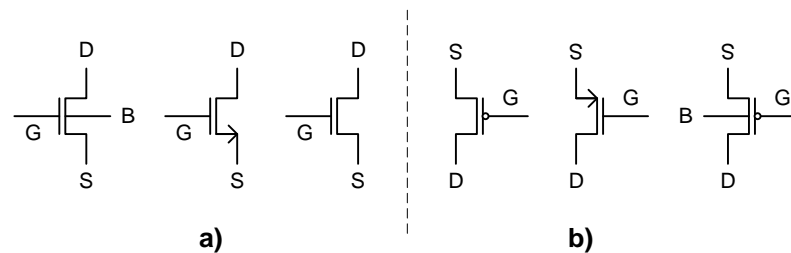


Figura 15. Símbolos do MOSFET a) tipo n; b) tipo p.

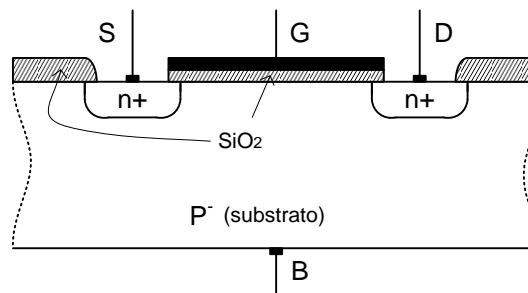


Figura 16. Esquemático da estrutura física do MOSFET do tipo n.

Existem fundamentalmente dois tipos de transístor MOS: o de enriquecimento e o de depleção. No primeiro, o canal de condução é criado depois de aplicada uma tensão na porta superior (para NMOS) a um dado valor limite ( $V_{TH}$ ); no segundo, o canal de condução existe mesmo quando a tensão aplicada na porta é nula. A Figura 16 ilustra o esquemático da estrutura básica de um MOSFET do tipo n. A designação “tipo n” deve-se ao fato de o substrato do transístor MOS ser do tipo  $p^-$ , sendo que as regiões do dreno e da fonte são do tipo  $n^+$  logo, a região do canal formada à superfície é do tipo n. O transístor tipo p é formado por um substrato do tipo  $n^-$  e as regiões da fonte e do dreno do tipo  $p^+$ . Em ambas, a superfície da região do substrato entre o dreno e a fonte é coberta por uma fina camada de óxido de silício. A porta é formada por uma camada de polisilício depositada sobre o óxido.

### 3.1.1 Modelo de funcionamento do MOSFET

A necessidade de maior clareza na compreensão do funcionamento dos transístores MOS em baixa corrente e o seu correto modelo de funcionamento, têm uma grande importância na atualidade, sobretudo devido ao *scaling*. Portanto, a disponibilidade de um bom modelo para os transístores MOS tornou-se num verdadeiro desafio quer para desenho quer para simulação de circuitos integrados analógicos e digitais de alto desempenho.

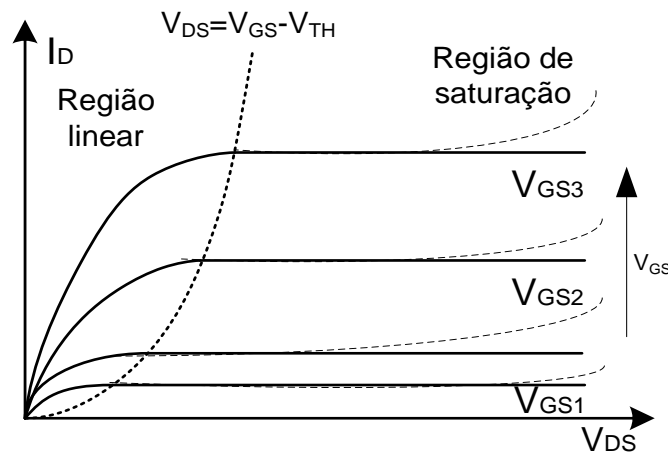


Figura 17 . Curvas caraterísticas I-V do MOSFET.

Para um MOSFET tipo n podemos ter três regimes de funcionamento [32]: corte, linear e saturação. Na região de corte, para  $V_{GS} < V_{TH}$ , a corrente entre o dreno e a fonte



( $I_{DS}$ ), é muito pequena ou nula, uma vez que o canal induzido ainda não atingiu a inversão desejada. Contudo, a inversão pode ocorrer quando a tensão  $V_{GS}$  atingir a tensão de limiar  $V_{TH}$ . Quando isso acontece, ocorre a inversão forte, na qual se forma o canal de inversão. Sendo assim, quando a tensão  $V_{GS}$  passa a ser superior a  $V_{TH}$  e para  $V_{DS} \neq 0$ , há condução, encontrando-se o MOSFET na região linear para um  $V_{DS}$  baixo, passando posteriormente para a região de saturação quando  $V_{DS}$  atinge valores mais elevados. Para  $V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$ , o transistor encontra-se na região linear e a sua curva característica tensão-corrente rege-se pela seguinte expressão do modelo quadrático de Harold Shichman e David Hodges [33]:

$$I_{DS} = k'_n \frac{W}{L} \left[ (V_{GS} - V_{TH})V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] = k_n \left[ (V_{GS} - V_{TH})V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad (3.1)$$

sendo  $W$  a largura do canal, o  $L$  o comprimento do canal e  $k'_n$  o parâmetro de transcondutância do processo, sendo dado por:

$$k'_n = \mu_n C_{ox} = \mu_n \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \quad (3.2)$$

onde  $\mu_n$  é a mobilidade dos eletrões,  $C_{ox}$  a capacidade por unidade de área do óxido da porta,  $\epsilon_{ox}$  a permitividade e  $t_{ox}$  a espessura do óxido da porta. Para  $V_{DS}$  muito baixos, o fator quadrático da expressão em (3.1) pode ser negligenciado, passando o transistor a comportar-se como uma resistência, devido à dependência quase linear entre  $V_{DS}$  e  $I_{DS}$ . Para valores de tensão  $V_{DS}$  mais elevados, o  $I_{DS}$  que anteriormente aumentava, estabiliza e aproxima-se de um valor constante, como se ilustra na Figura 17. Nestas circunstâncias, o transistor está na região de saturação e a característica de tensão-corrente é dada por:

$$I_{DS} = \frac{k'_n W}{2L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (3.3)$$

Verifica-se que nesta equação, a corrente  $I_{DS}$  é independente da tensão  $V_{DS}$ , estando a corrente dependente da tensão de entrada  $V_{GS}$ .

### 3.1.2 Modulação do comprimento do canal

As equações que descrevem o modelo de funcionamento do MOSFET apresentadas anteriormente, mostram uma independência absoluta de  $I_{DS}$  relativamente a  $V_{DS}$  na saturação. Esta situação não corresponde à realidade, pois na região de saturação, o aumento de  $V_{DS}$  afeta um pouco o canal. A modificação que ocorre no comprimento do canal deve-se ao fato de na saturação, o aumento de  $V_{DS}$  provoca um aumento na região de depleção junto ao dreno, e conseqüentemente, diminui o comprimento efetivo do canal [34].

Para canais longos, a influência de  $V_{DS}$  na variação do comprimento do canal é menor. No entanto, com a evolução da tecnologia, as dimensões dos dispositivos têm-se tornado cada vez menores, e conseqüentemente, os efeitos da modulação do comprimento do canal passaram a ser relevantes. A ligeira dependência de  $I_{DS}$  com  $V_{DS}$  na região de saturação é dada por:

$$I_{DS} = \frac{k_n}{2} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (3.4)$$

em que a constante positiva  $\lambda$  é o fator de modulação do comprimento do canal, inversamente proporcional ao  $L$  do dispositivo. O termo  $1 + \lambda V_{DS}$  provoca uma pequena inclinação na recta característica da região de saturação.

### 3.1.3 Modo de operação

O modo de operação do MOSFET está relacionado com o grau de inversão do canal. Geralmente, os amplificadores baseados em transístor MOS operam na região de saturação. Contudo, na sua região ativa um dispositivo MOS pode operar em três regimes distintos nomeadamente [34]: no regime de inversão fraca, no regime de inversão moderada ou no regime de inversão forte.

O regime de inversão forte é provavelmente o mais usado dos três. Na inversão forte, a variação da corrente de dreno  $I_D$  com a tensão de entrada  $V_{GS}$  é pela lei quadrática descrita em (3.4). Desta forma, a transcondutância do transístor na região de inversão forte é dada por:

$$g_m = \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} = \sqrt{2\mu C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) I_D} \quad (3.5)$$

Ainda, a resistência incremental dreno-fonte é dada por:

$$r_{ds} = \frac{1}{\lambda I_D} \quad (3.6)$$

onde  $I_D$  é a corrente de saturação de dreno. O ganho de tensão de um transístor em fonte-comum é:

$$A_0 = -g_m r_{ds} \quad (3.7)$$

A expressão (3.7) só é válida se  $R_L \gg r_{ds}$ . Na região de inversão forte, o ganho varia com  $I_D$  da seguinte forma:

$$A_0 = -\frac{K_1}{\sqrt{I_D}} \quad (3.8)$$

O que significa que o ganho é inversamente proporcional a raiz quadrada da corrente de dreno, ou seja, na região de inversão forte é possível obter ganho elevado para baixos valores de corrente.

No processo de desenho de um circuito analógico em CMOS, alguns fatores influenciam a escolha das dimensões do canal,  $W$  e  $L$ , e a corrente de polarização do dreno,  $I_D$ . Os valores necessários da frequência de corte superior e ganho de tensão às médias frequências têm uma grande influência na largura do canal e na corrente de polarização.

A largura de banda é menor quando o dispositivo MOS opera abaixo da região de inversão forte. No entanto, quando a frequência não é o principal requisito, a operação abaixo da região de inversão forte é vantajosa pois a potência dissipada é menor à medida que a corrente de dreno,  $I_D$ , diminui.

### 3.2 Limites de potência

Infelizmente, a redução da tensão de alimentação nos circuitos analógicos não implica a redução do consumo. A potência é consumida nos circuitos de processamento de sinais analógicos de modo a manter a energia do sinal acima do nível do ruído. Sendo assim, o que interessa é a relação sinal-ruído (SNR) ou gama dinâmica e a largura de banda desejada. A figura representativa do mérito de diferentes sistemas de processamento de sinal, é a potência consumida para realizar um único pólo e a sua expressão é dada por [9][10]:

$$P = (V_{DD} - V_{SS}) \cdot f_{sig} \cdot C \cdot V_{pp} \quad (3.9)$$

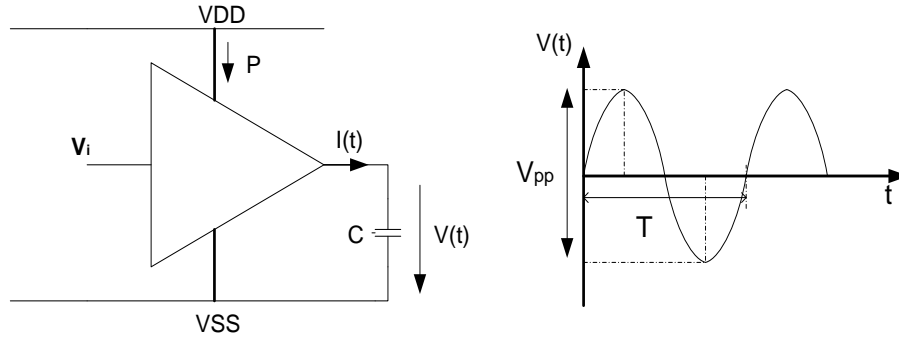


Figura 18. Integrador com 100% de eficiência de corrente para a realização de um pólo.

O ruído térmico no nó de saída, é determinado pela capacidade de carga nesse nó como sendo  $\overline{v_{ruído}} = \sqrt{kT/C}$ . O valor da capacidade de carga necessário para uma determinada SNR é dado por [9][10][12]:

$$C = \frac{SNR}{V_{pp}^2} \cdot 8kT \quad (3.10)$$

Da combinação das duas expressões resulta em:

$$P = 8kT \cdot f_{sig} \cdot SNR \cdot \frac{(V_{DD} - V_{SS})}{V_{pp}} \quad (3.11)$$

onde  $T$  é a temperatura absoluta em graus Kelvin,  $k$  é a constante de Boltzman,  $f_{sig}$  é a frequência do sinal e  $V_{pp}$  é a amplitude do sinal pico-a-pico como mostra a Figura 18. A equação (3.11) foi deduzida assumindo que o circuito da Figura 18 tem 100% de eficiência de corrente, ou seja, que toda a corrente proveniente da fonte de alimentação é usada para carregar a capacidade de carga. Se não fosse assim, esta figura de mérito deveria ser analisada de outra forma, tendo em conta o modo de operação do circuito.

Nos circuitos atuais, o consumo de potência é muito maior do que o limite estabelecido pela equação (3.11), devido a fontes adicionais de ruído (ruído *Flicker*, ruído da tensão de alimentação e outros tipos de ruído), circuitos de polarização, distorção, etc. A influência do circuito de polarização no consumo deve ser minimizada mas, por outro lado, um circuito de polarização mal projetado pode aumentar o ruído do circuito.

Tal como descrito na equação (3.11) o consumo mínimo de potência é também proporcional à razão entre as tensões de alimentação e a amplitude pico-a-pico do sinal, ou seja, a potência aumenta se a amplitude do sinal de tensão no nó em que é realizado o pólo é menor do que a tensão de alimentação. Deste modo, a amplitude do sinal deve ser amplificada no primeiro andar do circuito. Se a amplitude do sinal de saída for igual à tensão de alimentação ( $V_{pp} = V_{DD}$ ) isto é *rail-to-rail* a equação (3.11) pode ser reduzida a:

$$P = 8kT \cdot SNR \cdot f_{sig} \quad (3.12)$$

### 3.3 *Scaling* e tensão de alimentação

A lei de Moore tem sido sustentada pela redução da geometria dos transístores que duplica a cada 18 meses. Para acompanhar este ritmo, as tensões e correntes usadas nos circuitos também têm diminuído. A baixa tensão de alimentação pode ser uma exigência resultante do processo de fabrico ou resultado de uma estratégia de redução do consumo energético em circuitos digitais. No entanto, esta redução não se traduz necessariamente na redução do consumo de potência nos circuitos analógicos. A redução do consumo passa por modificações no desenho do circuito que contribuem para melhorar o seu desempenho.

Na maior parte dos casos, a redução da tensão de alimentação por um fator  $S$ , requer uma redução proporcional na amplitude do sinal  $V_{pp}$ . Mantendo a largura de banda,  $BW$ , e a relação sinal ruído,  $SNR$ , fixos, só é possível se a transcondutância  $g_m$  for aumentada por um fator  $S^2$ . Nestas circunstâncias podem ser distinguidas duas situações [10]:

- 1) Se o elemento ativo for um transístor bipolar (ou um transístor MOS em inversão fraca), a sua transcondutância pode apenas ser aumentada se a corrente de polarização,  $I$ , também o for pelo mesmo fator  $S^2$ . Deste modo, a potência é aumentada por um fator  $S$ .
- 2) Caso o dispositivo ativo seja um transístor MOS a operar na região de inversão forte a situação pode ser completamente diferente. A sua transcondutância pode ser proporcional a  $I/V_{Dsat}$ , onde  $V_{Dsat}$  é a tensão de saturação do dispositivo. Já que a tensão de saturação deve ser reduzida proporcionalmente com a tensão de alimentação, o aumento do  $g_m$  por um fator  $S^2$ , requer apenas um aumento da corrente de polarização,  $I$ , por um fator  $S$  e, portanto, a potência permanece inalterada.

### 3.4 Método de Rosenstark

Existem uma série de técnicas que permitem analisar circuitos com realimentação. O método de análise nodal e o de malhas são duas formas tradicionais de analisar um circuito. Esses métodos podem ser traduzidos em termos de equações através das leis de Kirchhoff das tensões e correntes. Outras técnicas mais adequadas para a análise de sistemas com realimentação são: a análise baseada na topologia de realimentação e a análise baseada na razão de retorno.

A análise baseada na topologia de realimentação, pode ser encontrada em inúmeras referências [35-37]. Este tipo de análise passa pela identificação e separação do amplificador principal,  $A$ , responsável pela transmissão do sinal da entrada para a saída e o circuito de realimentação,  $\beta$ , cuja responsabilidade é transferir uma amostra do sinal de saída e compará-lo com o sinal de entrada como se representa na Figura 19.

Neste tipo de análise os blocos  $\beta$  e  $A$  são considerados ideais e unilaterais, ou seja, o bloco  $A$  transmite apenas da entrada para a saída e o  $\beta$  transmite no sentido inverso. Após a identificação da topologia, deve-se escolher a matriz de quadripolos que melhor se adequa à topologia em causa, podendo ser  $Y$ ,  $Z$ ,  $H$  e  $G$ . Este método é aplicado apenas a um conjunto restrito de topologias [35, 36].

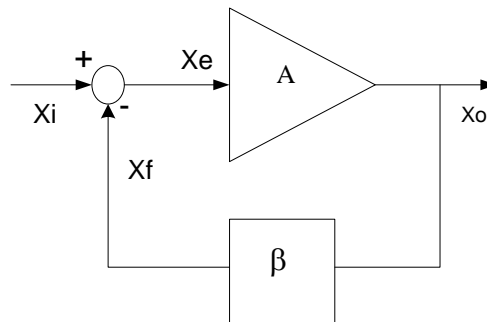


Figura 19. Modelo clássico de representação de circuito com realimentação.

Um método alternativo para a análise de circuitos com realimentação é designado de *método de Rosenstark* [37, 38], também conhecido como *modelo assintótico do ganho*. Foi desenvolvido por Solomon Rosenstark e é o método que melhor descreve os circuitos com realimentação. Este método não precisa do conhecimento da topologia de realimentação e a sua aplicação não precisa separar o amplificador em blocos distintos como acontece no

método anterior. Este método é geral e aplicável a qualquer topologia. Segundo este método, a função de transferência é dada por:

$$Z_T = G_\infty \frac{T}{1+T} + \frac{G_0}{1+T} \quad (3.13)$$

onde  $G_\infty$  é o ganho assintótico,  $T$  é a razão de retorno e  $G_0$  é o ganho direto.

De modo a clarificar o cálculo desses parâmetros, iremos usar o amplificador de transimpedância genérico representado na Figura 20. Este amplificador tem uma capacidade de entrada  $C_T = C_{pD} + C_{gs}$ , uma resistência de realimentação  $R_f$  e um *buffer* ideal de ganho  $A_{v2}$ .

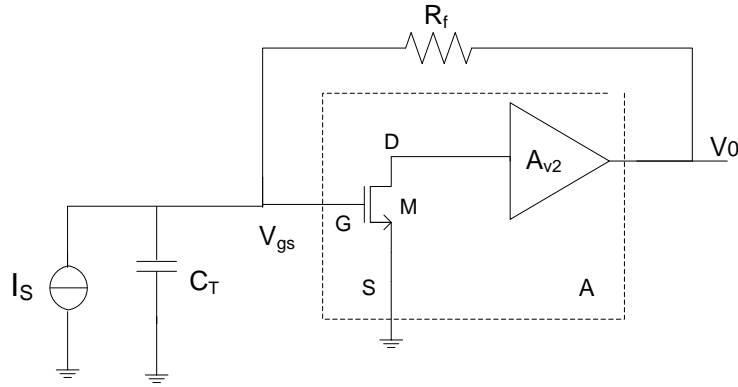


Figura 20. Esquemático do amplificador de transimpedância genérico.

A razão de retorno, pode ser determinada tendo em conta os seguintes procedimentos:

- I. Colocar todas as fontes independentes a zero.
- II. Substituir a fonte dependente por uma independente do mesmo tipo e com o valor do parâmetro de controlo.
- III. Representar o circuito pelo seu modelo para pequenos sinais, com o transistor M no modelo em Pi, mantendo todos os seus elementos.

A razão de retorno é definida como sendo o simétrico da variável de controlo, e no caso do amplificador da Figura 20 essa variável é a tensão na porta do transistor, M:

$$T = -V_{gs} = g_m A_{v2} \quad (3.14)$$

O ganho direto,  $G_0$ , é definido como o ganho que o sistema teria se o parâmetro de controlo (transcondutância do transistor) se aproximasse de zero.

$$G_0 = \lim_{g_m \rightarrow 0} \frac{v_0}{I_s} = 0 \quad (3.15)$$

Finalmente, o ganho assintótico,  $G_\infty$ , é definido como o ganho que o amplificador teria, quando o parâmetro de controlo tende para infinito. Estando esse parâmetro a tender para infinito, a corrente  $g_m V_{gs}$  deve permanecer constante. Sendo assim, para que esse parâmetro seja constante deve-se anular o  $V_{gs}$ , uma vez que o  $V_{gs}$  tem uma dependência linear com a tensão de entrada.

$$G_\infty = \lim_{g_m \rightarrow \infty} \frac{v_0}{I_s} = -R_f \quad (3.16)$$

Neste caso o amplificador teria um comportamento muito semelhante ao de um amplificador ideal.

A escolha do parâmetro de controlo é muito importante nesta análise. Desta forma, deve-se escolher para a variável de controlo o transístor em fonte comum [37].

### 3.4.1 Exemplo de aplicação do método

O circuito esquemático apresentado na Figura 21 servirá de exemplo para demonstrar a aplicação do método de Rosenstark.

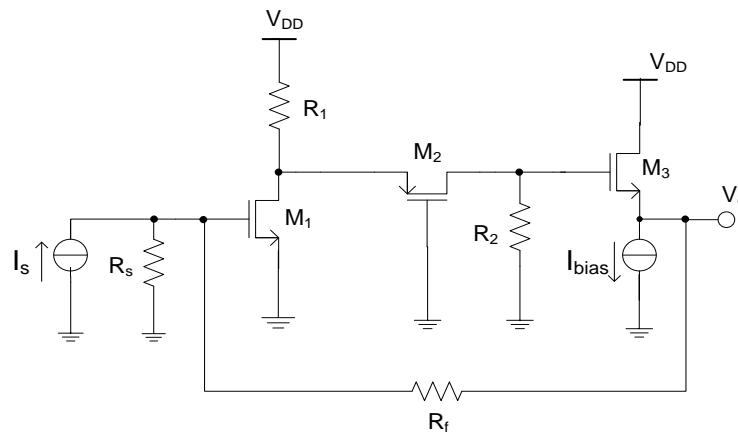


Figura 21. Circuito esquemático do amplificador de transimpedância.



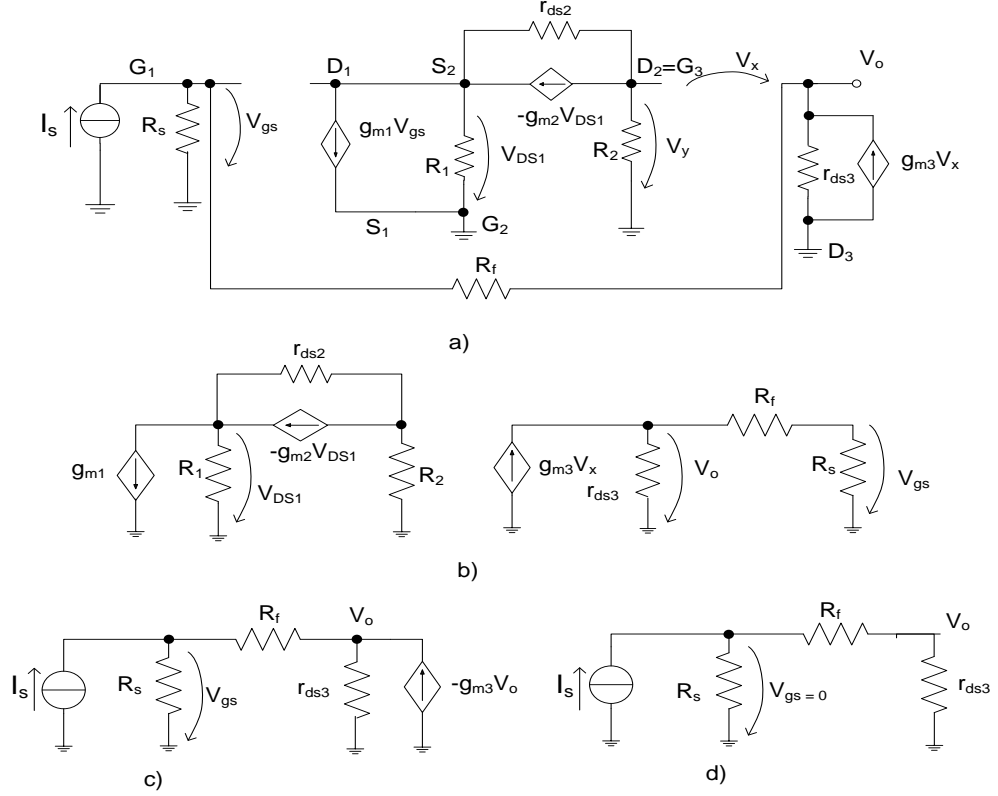


Figura 22. a) Representação do modelo para pequenos do amplificador; b) circuito para o cálculo da razão de retorno; c) circuito para o cálculo do ganho direto; d) circuito para o cálculo do ganho assintótico.

No circuito da Figura 22 (a), a tensão  $V_x$  é dada por:

$$V_x = V_y - V_o \quad (3.17)$$

A razão de retorno é determinada colocando o sinal de entrada,  $I_s$ , a zero e substituindo a fonte de corrente controlada,  $g_{m1}V_{gs}$ , por uma fonte de corrente independente, como foi descrito nos pontos anteriores. A razão de retorno é analisada assumindo as modificações representadas na Figura 22 (b).

$$T = -V_{gs} = \frac{g_{m1}(1 + g_{m2}r_{ds2})g_{m3}R_sR_1R_2r_{ds3}}{(R_1(1 + g_{m2}r_{ds2}) + R_2 + r_{ds2})(R_s + R_f + r_{ds3}(1 + g_{m3}(R_s + R_f)))} \quad (3.18)$$

Para determinar o ganho direto (termo de transmissão direta), faz-se  $g_{m1} = 0$ . Nestas circunstâncias, o transistor  $M_1$  é eliminado. O circuito esquemático cujas modificações permitem determinar este ganho está ilustrado na Figura 22 (c).

$$G_o = \frac{V_o}{I_s} = \frac{r_{ds3}R_s}{R_s + R_f + r_{ds3}(1 + g_{m3}(R_s + R_f))} \quad (3.19)$$

O ganho assintótico é definido como a razão entre a tensão de saída e a corrente de entrada, quando a transcondutância  $g_{m1}$  do amplificador cuja fonte se encontra ligada à massa se torna infinitamente grande, ou seja, quando  $g_{m1} \rightarrow \infty$ . Como a fonte de corrente controlada,  $g_{m1}V_{gs}$ , se mantém constante, a tensão  $V_{gs}$ , deve ser colocada a zero tal como é representado no circuito esquemático da Figura 22 d). Assim tem-se:

$$G_{\infty} = -R_f \quad (3.20)$$

## 3.5 Ruído

A sensibilidade é o mínimo sinal necessário para que o recetor funcione de acordo com as especificações. Esta constitui um dos principais indicadores no projeto de circuitos integrados em CMOS. Portanto, a motivação para a análise do desempenho do ruído em amplificadores deve-se principalmente ao fato do ruído existente à entrada do amplificador poder mascarar um sinal de baixa amplitude (à entrada de um amplificador é geralmente onde o sinal é mais fraco e portanto, onde o ruído tem maior influência). Sendo assim, a previsão dos níveis de ruído na fase de desenho do amplificador de transimpedância é geralmente descrita em termos do ruído equivalente de entrada.

### 3.5.1 Fontes de ruído em transístores MOS

Os sinais que se propagam num circuito eletrónico são afetados por duas fontes de ruído nomeadamente:

- 1) O ruído intrínseco, que é inerente e está presente em todos os circuitos eletrónicos. É um sinal aleatório que não pode ser totalmente eliminado, uma vez que se deve às propriedades físicas fundamentais dos componentes, provocando variações na tensão ou corrente. No entanto, os seus efeitos podem ser minimizados.
- 2) O ruído de interferência, que resulta de interações indesejadas do circuito com o mundo exterior.

Na presente dissertação serão discutidos apenas os ruídos causados por fatores internos ao sistema. Os ruídos de maior relevância na análise do desempenho de circuitos eletrónicos são o ruído térmico e o ruído *Flicker* (ou  $1/f$ ). Nos circuitos integrados as principais fontes de ruído são as resistências e os transístores.

### 3.5.1.1 Ruído térmico

O ruído térmico é gerado pela agitação térmica de elétrons livres num condutor. Uma vez que a fonte de ruído é o movimento térmico de elétrons, é de esperar que este tipo de ruído apresente uma dependência com a temperatura,  $T$ .

Numa resistência o ruído é dado por duas representações equivalentes, em tensão e em corrente como mostram as equações:

$$\overline{V^2} = 4kTR\Delta f \quad (3.21)$$

$$\overline{I^2} = \frac{\overline{V^2}}{R^2} = 4kT \frac{1}{R} \Delta f \quad (3.22)$$

O transistor MOS também é afetado por essa fonte de ruído, sendo que a principal fonte do ruído térmico neste dispositivo é gerada no canal. O ruído é determinado por:

$$\overline{I_n^2} = 4kT\gamma g_m \quad (3.23)$$

Onde  $\gamma$  é o fator de ruído cujo valor é  $2/3$  para dispositivos MOS de canal longo e, entre 1.5 e 2, para dispositivos de dimensões submicrométricas [39].

### 3.5.1.2 Ruído *Flicker*

O ruído *Flicker*, também conhecido como o ruído  $1/f$  está presente na maior parte dos dispositivos ativos e também em alguns dispositivos passivos, como por exemplo, em resistências e nos transístores MOS é causado pelas imperfeições nos contatos. Às baixas frequências os dispositivos CMOS apresentam um ruído *Flicker* superior ao dos transístores bipolares e a sua expressão é dada por:

$$\overline{V_{n,1/f}^2} = \frac{K_f}{WLC_{ox}} \frac{1}{f} \quad (3.24)$$

$$\overline{I_{n,1/f}^2} = \frac{K_f}{WLC_{ox}} \frac{1}{f} g_m^2 \quad (3.25)$$

onde  $K_f$  é uma constante dependente do processo e  $W$  e  $L$  são as dimensões do dispositivo. A dependência inversa de (3.24) e (3.25) com  $WL$  sugere que o ruído  $1/f$  pode ser diminuído aumentando a área do dispositivo.

### 3.5.1.3 Ruído *Shot*

Outro tipo de ruído presente nos transístores MOS é o ruído *Shot* que é gerado pelas correntes de fuga na porta. Este ruído também está presente nos transístores bipolares e díodos, e sua expressão é dada por:

$$\bar{I}^2 = 2qI_D\Delta_f \quad (3.26)$$

sendo  $q$  a carga do eletrão e  $\Delta_f$  a largura de banda em Hz.

Existe ainda uma outra componente de ruído que é desprezável às baixas frequências mas que deve ser considerada nos circuitos MOS a altas frequências. Esse ruído é gerado pelo ruído térmico que induz uma variação na tensão porta-canal ao longo do canal. Esta tensão gera um ruído de corrente  $i_g$  em AC devido às capacidades entre a porta e o canal. O ruído médio quadrático é dado por:

$$\overline{i_{ig}^2} = 4kTw^2 \frac{C_{gs}^2}{3g_m} \Delta f \quad (3.27)$$

### 3.5.2 Análise do ruído

O ruído equivalente de entrada pode ser determinado através de uma rede de dois portos como representado na Figura 23 (a). As redes de dois portos representadas na Figura 23 (b) e (c) contendo a fonte geradora de ruído, foram obtidas a partir da Figura 23 (a) sem as fontes de ruído internas, com o ruído de tensão  $\overline{V_{n,in}^2}$  e o ruído de corrente  $\overline{i_{n,in}^2}$ , ligados à entrada.

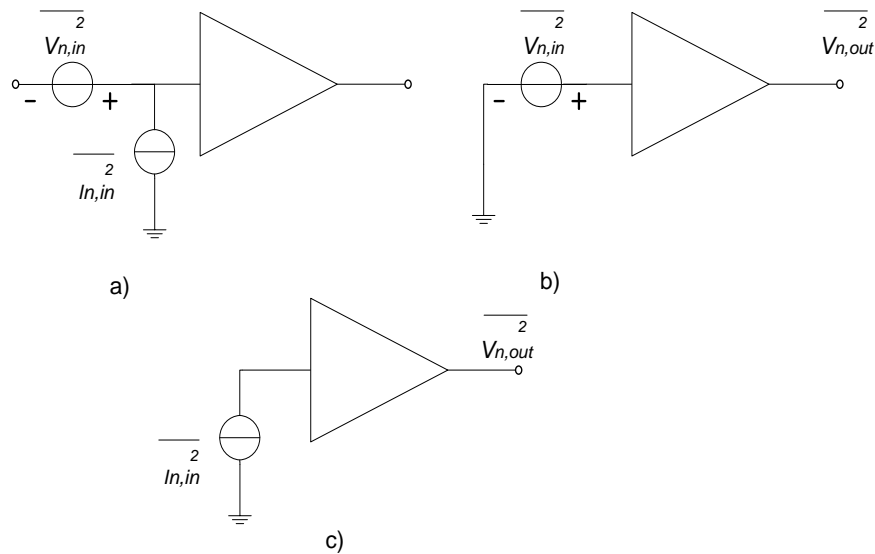


Figura 23. Representação do ruído numa rede de dois portos.

O circuito da Figura 23 (a) pode ser usado para determinar o ruído equivalente de corrente e tensão à entrada, ligando aos terminais de entrada uma resistência da fonte de sinal que pode ser infinita ou zero dependendo do ruído que se pretende obter à entrada. Se a resistência da fonte for zero, significa que a entrada do circuito da Figura 23 (a) está em curto-circuito e o ruído equivalente à entrada é uma tensão como mostra a Figura 23 (b). Por outro lado, se a resistência da fonte for infinita,  $\overline{V_{n,in}^2}$ , não produz ruído à saída, o que significa ter a entrada em circuito aberto e o ruído equivalente à entrada é obtido a partir do circuito da Figura 23 (c). Para uma resistência de valor finito tanto  $\overline{V_{n,in}^2}$  como  $\overline{i_{n,in}^2}$ , contribuem para o ruído equivalente à entrada do circuito.

O que interessa nesse estudo é o cálculo do ruído equivalente de corrente à entrada, pois num amplificador de transimpedância o sinal de entrada é uma corrente. O ruído equivalente à entrada de um amplificador é obtido, calculando todas as fontes de ruído internas ao amplificador principal, transferindo-as para a entrada. Esse ruído pode ser representado sob forma de tensão em série e/ou corrente de entrada em paralelo com uma sub-rede ruidosa de dois portos como se apresenta na Figura 23.

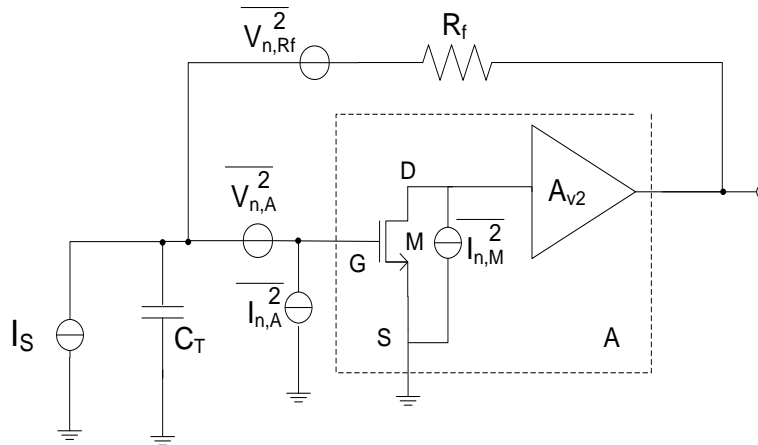


Figura 24. Desenho esquemático simplificado do amplificador com fontes de ruído.

A análise do ruído num amplificador com realimentação pode ser feita do seguinte modo:

1. O amplificador deve ser analisado através do método de quadripolos, dividindo o amplificador em sub-redes de dois portos.
2. A contribuição para o ruído de cada dispositivo (BJT, FET, MOSFET) deve ser em primeiro lugar determinada.

3. O ruído equivalente de entrada total (dada pela matriz de quadripolos), pode ser calculado através da integração do ruído de cada sub-rede de dois portos, ou seja, pelo princípio da sobreposição.

No circuito da Figura 24 podem ser identificadas duas fontes de ruído: o ruído térmico gerado pela resistência de realimentação e o de corrente  $\overline{I_{n,M}^2} = 4kT\gamma g_m$ , gerado pelo transistor M. A expressão do ruído de corrente equivalente de entrada pode ser obtido pela seguinte expressão:

$$\overline{I_{n,in}^2} = \frac{4kT}{R_f} + \overline{I_{n,A}^2} \quad (3.28)$$

$$\overline{I_{n,in}^2} = \frac{4kT}{R_f} + \frac{\overline{V_{nA,out}^2}}{Z_T^2(s)} \quad (3.29)$$

Onde  $V_{nA,out}$  representa o ruído de tensão de saída do amplificador de referência e a sua expressão é dada por:

$$V_{nA,out} = \frac{-A(sR_f C_T + 1)}{sR_f C_T + A + 1} \frac{4kT\gamma}{\sqrt{g_m}} \quad (3.30)$$

Substituindo a equação (3.30) em (3.29), obtém-se:

$$\overline{I_{n,in}^2} = \frac{4kT}{R_f} + 4kT \left[ \frac{\gamma}{R_f^2 g_m} + \gamma W_T^2 \left( \frac{C_T}{\sqrt{g_m}} + \frac{\sqrt{g_m}}{W_T} \right)^2 \right] \quad (3.31)$$

onde  $W_T = g_m / (C_{gs} + C_{gd})$  é a frequência de ganho unitário.

### 3.6 Configurações inversoras de TIAs

O primeiro passo no desenho de um amplificador consiste na escolha apropriada do andar de amplificação que substitua o andar de ganho de tensão ideal mostrado na Figura 4. As especificações mais importantes para o amplificador são elevado ganho, grande largura de banda, baixo ruído e baixo consumo.

Foram escolhidas três topologias para o desenho do amplificador de transimpedância nomeadamente: a configuração em fonte comum, inversor CMOS e cascode. Essas três configurações estão representadas na Figura 25.

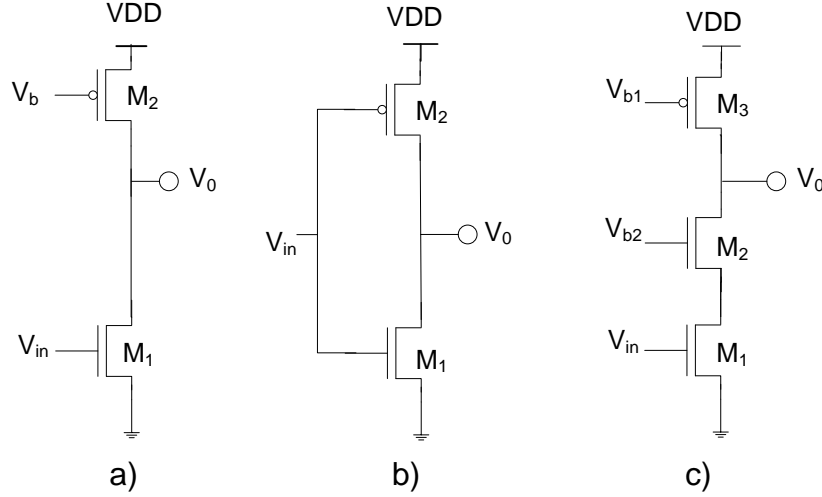


Figura 25. a) Amplificador em fonte comum, b) inversor CMOS e c) amplificador *cascode*.

### 3.6.1 Amplificador em fonte comum

Os parâmetros de desempenho do amplificador em fonte comum podem ser obtidos a partir do seu modelo para pequenos sinais representado na Figura 26.

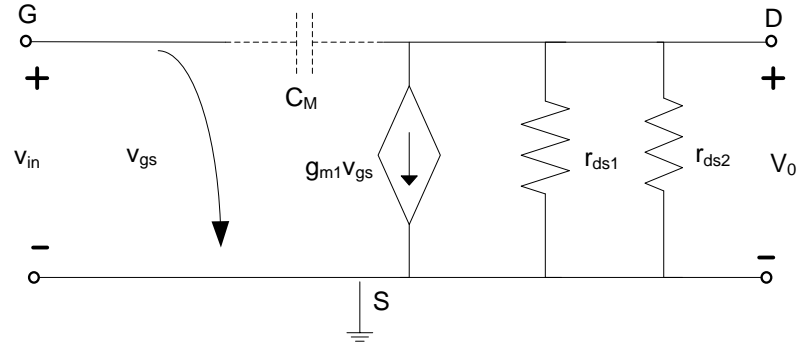


Figura 26. Modelo para pequenos sinais do inversor com fonte de corrente.

O ganho de tensão é dado pela seguinte expressão:

$$A_v = \frac{V_0}{V_i} = -\frac{g_{m1}}{g_{01} + g_{02}} \quad (3.32)$$

Onde  $g_{m1}$  é a transcondutância do transístor M1,  $g_{01} = 1/r_{ds1}$  e  $g_{02} = 1/r_{ds2}$  são as condutâncias dos transístores M1 e M2 em saturação. A resistência de saída do fonte comum é  $R_{out} = r_{ds1} // r_{ds2}$ . Se for colocada uma carga  $R_L$  à saída do amplificador que se assume ser  $R_L \ll R_{out}$ , pode-se fazer a seguinte aproximação para o ganho de tensão.

$$A_v = \frac{V_0}{V_{in}} = -g_{m1} R_L \quad (3.33)$$

Esta configuração tem dois parâmetros que podem ser manipulados de modo a aumentar o ganho: as dimensões do transistor e a corrente de polarização.

A função de transferência pode ser obtida a partir da equação 3.32 do seguinte modo:

$$\frac{V_0(s)}{V_{in}(s)} = -\frac{g_{m1}}{g_{01} + g_{02}} \frac{(1 - s/z_1)}{1 - s/p_1} \quad (3.34)$$

Onde  $z_1 = g_{m1}/C_M$  e  $p_1$ , são o zero e o pólo da função de transferência respetivamente. O pólo do circuito é dado pela seguinte expressão:

$$p_1 = \frac{-1}{R_{out}(C_M + C_{gd2} + C_{bd1} + C_{bd2} + C_L)} \quad (3.35)$$

Onde  $C_M = C_{gd1}$  e  $C_{bd1}$  são as capacidades de porta-dreno e de substrato-dreno do transistor M1,  $C_{gd2}$  e  $C_{bd2}$  são as capacidades de porta-dreno e de substrato-dreno respetivamente. Portanto a largura de banda é dada por:

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi R_{out}(C_M + C_{gd2} + C_{bd1} + C_{bd2} + C_L)} \quad (3.36)$$

Como em todos os circuitos eletrónicos, esse também é afetado pelo ruído. Neste caso, as fontes de ruído são os transístores M1 e M2. Sendo assim, a densidade espectral do ruído de tensão à saída é dada pela seguinte expressão:

$$\overline{v_{n,0}^2} = 4kT\gamma(g_{m1} + g_{m2})R_{out}^2 \quad (3.37)$$

Dividindo a equação (3.37) pelo quadrado do ganho de tensão e impedância de entrada  $Z_{in} = 1/(j\omega C_{gs})$ , obtém-se a seguinte equação:

$$\overline{I_{n,in}^2} = (\omega C_{gs})^2 4kT\gamma \left( \frac{1}{g_{m1}} + \frac{g_{m2}}{g_{m1}^2} \right) \quad (3.38)$$

Como se pode observar em (3.38), o ruído em baixas frequências pode ser diminuído se a transcondutância do transistor de entrada for aumentada.



### 3.6.2 Inversor CMOS

Em relação ao amplificador da Figura 25 (a), o inversor CMOS apresenta maior ganho, assumindo que os transístores têm as mesmas dimensões e a mesma resistência de saída. Isto deve-se ao fato de ambos os transístores contribuírem para o aumento da transcondutância. Outra vantagem desta configuração, prende-se com o fato da excursão do sinal de saída poder variar de  $V_{DD}$  à massa. O modelo para pequenos sinais deste circuito está representado na Figura 27.

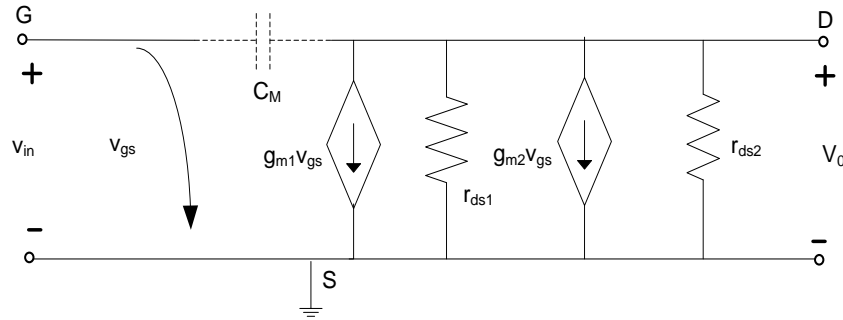


Figura 27. Modelo equivalente para pequenos sinais do inversor CMOS.

O ganho de tensão deste circuito, pode ser obtido a partir da Figura 27, como sendo:

$$A_v = \frac{V_o}{V_{in}} = -\frac{g_{m1} + g_{m2}}{g_{o1} + g_{o2}} = -(g_{m1} + g_{m2})R_{out} \quad (3.39)$$

onde  $R_{out} = 1/(g_{o1} + g_{o2}) = r_{ds1}/r_{ds2}$ . A equação (3.39) mostra que o ganho de tensão do inversor CMOS é maior que o do fonte comum, assumindo que os transístores têm as mesmas dimensões. Ambos os circuitos são afetados pela capacitância  $C_M$  e no caso do inversor CMOS  $C_M = C_{gd1} + C_{gd2}$ . Isso implica que o zero da função de transferência do inversor CMOS seja dado por:

$$z_1 = \frac{g_{m1} + g_{m2}}{C_M} = \frac{g_{m1} + g_{m2}}{C_{gd1} + C_{gd2}} \quad (3.40)$$

A equação (3.36) continua a ser válida para este caso. O ruído equivalente de corrente à entrada pode ser obtido dividindo a equação (3.37) pelo quadrado do ganho de tensão em (3.39) e a impedância de entrada  $Z_{in} = 1/(j\omega(C_{gs1} + C_{gs2}))$ . A sua expressão é dada por:

$$\overline{I_{n,in}^2} = \omega^2 (C_{gs1} + C_{gs2})^2 4kT\gamma \frac{1}{g_{m1} + g_{m2}} \quad (3.41)$$

Essa expressão sugere que para diminuir o ruído a transcondutância deve ser aumentada. No entanto, deve-se ter em atenção ao valor das capacidades  $C_{gs1}$  e  $C_{gs2}$ .

### 3.6.3 Cascode

A configuração *cascode* pode ser obtida a partir de duas configurações básicas: fonte comum e porta comum. Esta solução híbrida permite que o *cascode* apresente elevada impedância de saída e menor efeito da capacidade de Miller à entrada, o que é muito importante em termos da resposta em frequência do circuito.

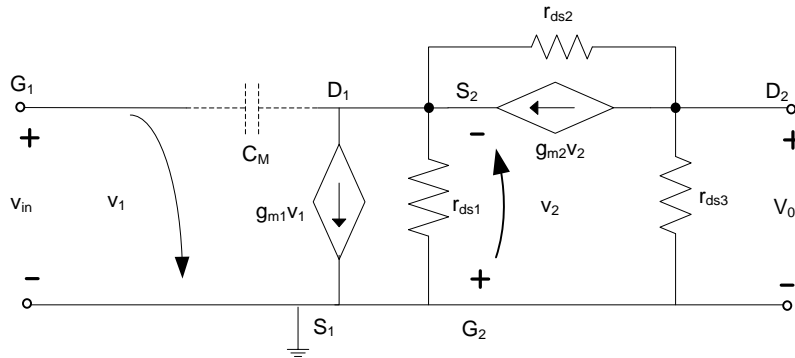


Figura 28. Modelo para pequenos sinais do *cascode*.

O ganho do *cascode* pode ser determinado com o auxílio do seu modelo equivalente para pequenos sinais representado na Figura 28 como sendo [40]:

$$A_v = \frac{V_0}{V_i} = - \frac{g_{m1}(g_{02} + g_{03})}{g_{01}g_{02} + g_{01}g_{03} + g_{02}g_{d03} + g_{03}g_{m2}} \approx - \frac{g_{m1}}{g_{03}} \quad (3.42)$$

Essa configuração requer maior tensão de alimentação para manter a mesma excursão de sinal que a configuração em fonte comum. O ruído em tensão a saída deste circuito pode ser obtido do seguinte modo:

$$\overline{v_{n,0}^2} = 4kT\gamma(g_{m1} + g_{m3})R_{out}^2 \quad (3.43)$$

onde  $R_{out} = r_{ds3}$ . O ruído de corrente equivalente à entrada é calculado dividindo o ruído em tensão a saída pelo ganho ao quadrado ( $A_v^2$ ) e pelo quadrado da impedância de entrada  $Z_{in} = 1/(j\omega C_{gs1})$ .

$$\overline{I_{n,in}^2} = (\omega C_{gs1})^2 4kT\gamma \left( \frac{1}{g_{m1}} + \frac{g_{m3}}{g_{m1}^2} \right) \quad (3.44)$$

As baixas frequências a contribuição do ruído do transistor M2 a saída é negligenciável. Isto porque, se a modulação do comprimento do canal do transistor M1 for negligenciado, então,  $\overline{I_{n,M2}^2} + \overline{I_{n,M3}^2} = 0$  (a soma do ruído de corrente gerado pelos transistores M2 e M3 é igual a zero), e portanto M2 não afeta  $\overline{v_{n,0}^2}$ . No entanto, em altas frequências o transistor M2 contribui para o aumento do ruído a saída do circuito [40].

### 3.7 Amplificador *folded cascode*

Nas configurações presentes na Figura 25 (a) e (b), o efeito de Miller no transistor de entrada faz aumentar a capacidade no nó de entrada. Este efeito é ainda maior no inversor CMOS devido ao transistor pMOS que é grande e também ao fato de as portas estarem ligadas ao mesmo ponto. Sendo assim, deve-se adotar uma estratégia capaz de o minimizar. Geralmente a redução deste efeito consiste em isolar a saída da entrada do circuito e o *folded cascode* é uma das configurações mais divulgadas para este feito. O seu circuito está representado na Figura 29.

O *folded cascode* é idêntico ao cascode. O ganho do primeiro andar diminui para próximo de -1 e o fonte comum é que dá ganho em tensão. O que permite é uma maior excursão do sinal à saída.

Na configuração *folded cascode* a capacidade de Miller do transistor de entrada é reduzida e portanto, o efeito da capacidade no nó de entrada é minimizado. O transistor NMOS de entrada (M1) tem um rácio W/L elevado de forma a obter maior ganho e um bom desempenho de ruído. Os transistores M3 e M4 formam a fonte de corrente. M2 é o andar de *cascode*, que baixa a impedância no dreno de M1, reduzindo assim a capacidade efetiva de porta dreno (Miller) do transistor M1. O custo a pagar ao adotar esta topologia está na redução do ganho do amplificador.

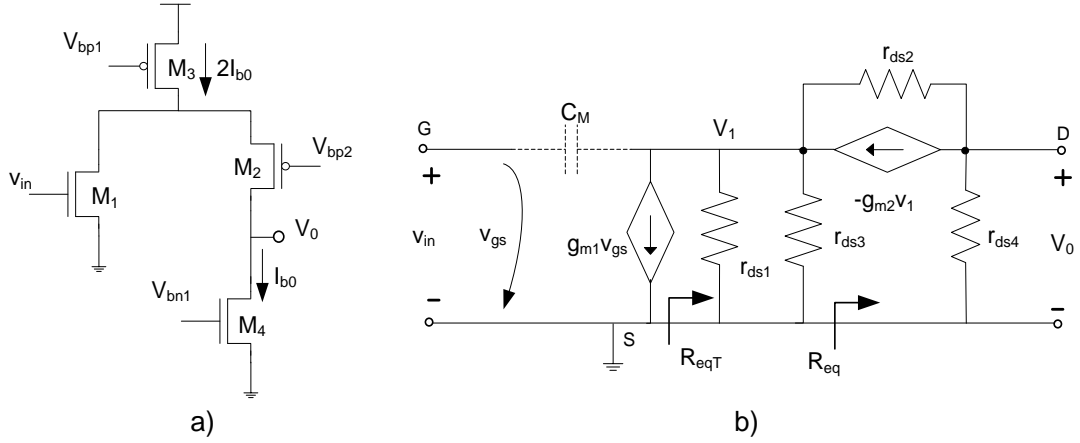


Figura 29. a) Amplificador *folded cascode*, b) modelo para pequenos sinais.

O ganho de tensão desta configuração pode ser determinado do seguinte modo:

$$A_{v1} = \frac{V_0}{V_1} = \frac{(r_{ds2} // r_{ds4})}{\left(\frac{1}{g_{m2}} // r_{ds2}\right)} \quad (3.45)$$

A resistência equivalente  $Req$  é dada pela seguinte relação:

$$Req = \frac{r_{ds4}}{A_{v1}} \quad (3.46)$$

A resistência equivalente total  $ReqT$  é dada por:

$$ReqT = r_{ds1} // r_{ds3} // Req \quad (3.47)$$

Portanto, a relação  $V_0/V_{in}$  pode ser determinada da seguinte forma:

$$\frac{V_1}{V_{in}} = -g_{m1}ReqT \quad (3.48)$$

O ganho desta configuração é dado pela seguinte relação:

$$A_0 = \frac{V_1}{V_{in}} \times \frac{V_0}{V_1} = -g_{m1}ReqT \times \frac{(r_{ds2} // r_{ds4})}{\left(\frac{1}{g_{m2}} // r_{ds2}\right)} \quad (3.49)$$

O amplificador *folded cascode* é geralmente preferido em aplicações de alta frequência uma vez que, a capacidade parasita e a transcondutância do transistor que forma o andar de *cascode* determinam o pólo não dominante do amplificador. Esta configuração apresenta duas vantagens: 1) elevado ganho de tensão; 2) elevada largura de banda devido ao menor efeito de Miller.

A limitação do ganho dessa configuração deu origem a técnicas de aumento de ganho (*gain-boosting techniques*) [39]. Essas técnicas são geralmente aplicadas nos amplificadores operacionais para aumentar o seu ganho mas com uma pequena degradação da largura de banda.

### 3.8 Conclusão

Neste capítulo começou-se por fazer a descrição do componente mais importante na criação do amplificador, o MOSFET, apresentando as suas características e o seu regime de funcionamento. Seguiu-se depois a análise de consumo de potência de circuitos analógicos em CMOS. É também feita a análise de circuitos com realimentação através do método de Rosenstark e a análise de ruído, onde são identificadas as principais fontes de ruído no MOSFET e os procedimentos para determinar o ruído à entrada de um amplificador.

Foram por fim apresentadas e analisadas algumas configurações inversoras básicas, com diferentes características para implementação do amplificador de transimpedância.



## 4 Desenho e simulação do amplificador de transimpedância

O amplificador de transimpedância (TIA) desempenha um papel crucial nos recetores óticos e o seu desenho impõe muitos desafios que devem ser considerados. As exigências deste tipo de amplificador requerem um compromisso equilibrado entre o ganho, a largura de banda, o ruído, a capacidade de entrada bem como o consumo. Como se sabe, a conversão ótica-elétrica geralmente resulta numa pequena corrente e assim, o TIA deve ser suficientemente sensível para detetar pequenos níveis de corrente. O uso de TIAs de alto ganho resolve a questão da sensibilidade e permite amplificar as correntes de entrada em tensões de saída, adequadas ao processamento. No entanto, ganhos maiores impõem limitações na largura de banda.

### 4.1 Procedimentos de simulação

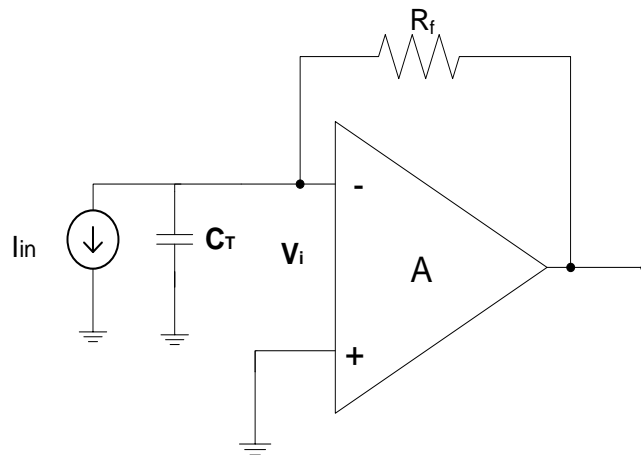


Figura 30. Esquema do amplificador de transimpedância.

Neste ponto, serão discutidas quatro configurações do amplificador de transimpedância, nomeadamente, o *cascode*, o *folded cascode*, o inversor CMOS com *folded cascode* e o *folded cascode* modificado. O processo CMOS utilizado foi o c35b4 da AMS (*Austria Microsystems*) correspondente a uma tecnologia de 350nm. Este suporta uma tensão de 3.3V e permite a utilização de transístores com as dimensões mínimas de  $W_{min} = 0.4\mu m$  e  $L_{min} = 0.35\mu m$ . As configurações serão comparadas através do seu desempenho obtido por simulação. O ganho, a largura de banda, o ruído e o *overshoot* do amplificador da Figura 30, podem ser avaliados em três diferentes situações:

- a) Fixando a capacidade do fotodíodo, a corrente de polarização e variando a resistência de realimentação;

- b) Fixando a resistência de realimentação, a capacidade do fotodíodo e variando a corrente de polarização;
- c) Fixando a resistência de realimentação, a corrente de polarização e variando a capacidade do fotodíodo.

Importa referir que o ruído medido foi obtido em termos de ruído mínimo e o *overshoot* foi medido em termos de ganho linear e não em dB.

## 4.2 Cascode convencional

O circuito do amplificador de transimpedância na configuração *cascode* convencional encontra-se representado na Figura 31.

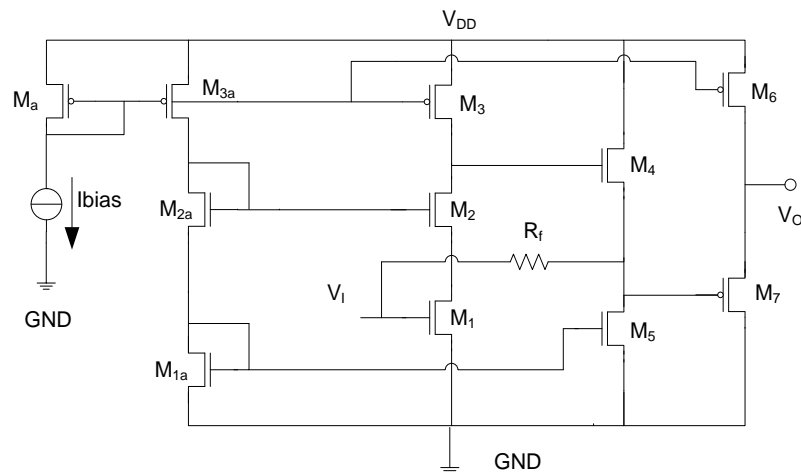


Figura 31. Amplificador de transimpedância na configuração *cascode* convencional.

Este circuito pode ser dividido em três partes distintas. A primeira é constituída pelos transístores M1a, M2a e M3a, que formam circuito de polarização. A segunda é o amplificador principal formado pelos transístores M1-M5. Por último, o *buffer* de saída que inclui os transístores M6 e M7.

O amplificador principal como descrito na Figura 31, deve ter um ganho de tensão elevado de modo que o ganho de transimpedância seja aproximadamente igual a  $R_f$ . Como referido em secções anteriores, esta configuração reduz o efeito da capacidade de Miller na entrada e apresenta uma largura de banda elevada.



As dimensões dos transistores do amplificador foram obtidas por simulação paramétrica, e estão representadas na Tabela 1.

Tabela 1. Dimensões dos transistores do Amplificado *cascode*.

	M1	M2	M3	M4	M5	M6	M7	Ma	Ma1	Ma2	Ma3
$W(\mu m)/L(\mu m)$	$\frac{40}{0.5}$	$\frac{40}{0.5}$	$\frac{80}{0.5}$	$\frac{40}{0.5}$	$\frac{40}{0.5}$	$\frac{40}{0.5}$	$\frac{40}{0.5}$	$\frac{40}{0.5}$	$\frac{40}{0.5}$	$\frac{40}{0.5}$	$\frac{80}{0.5}$

#### 4.2.1 Variação da resistência de realimentação

O circuito da Figura 31 foi simulado variando a resistência de realimentação entre  $1k\Omega$  e  $100k\Omega$ , para três valores de corrente ( $80\mu A$ ,  $300\mu A$  e  $800\mu A$ ) e três valores da capacidade do fotodíodo ( $1pF$ ,  $10pF$  e  $100pF$ ). Nos pontos seguintes serão apresentados os valores obtidos de tais simulações.

##### 4.2.1.1 Ganho de transimpedância e *overshoot*

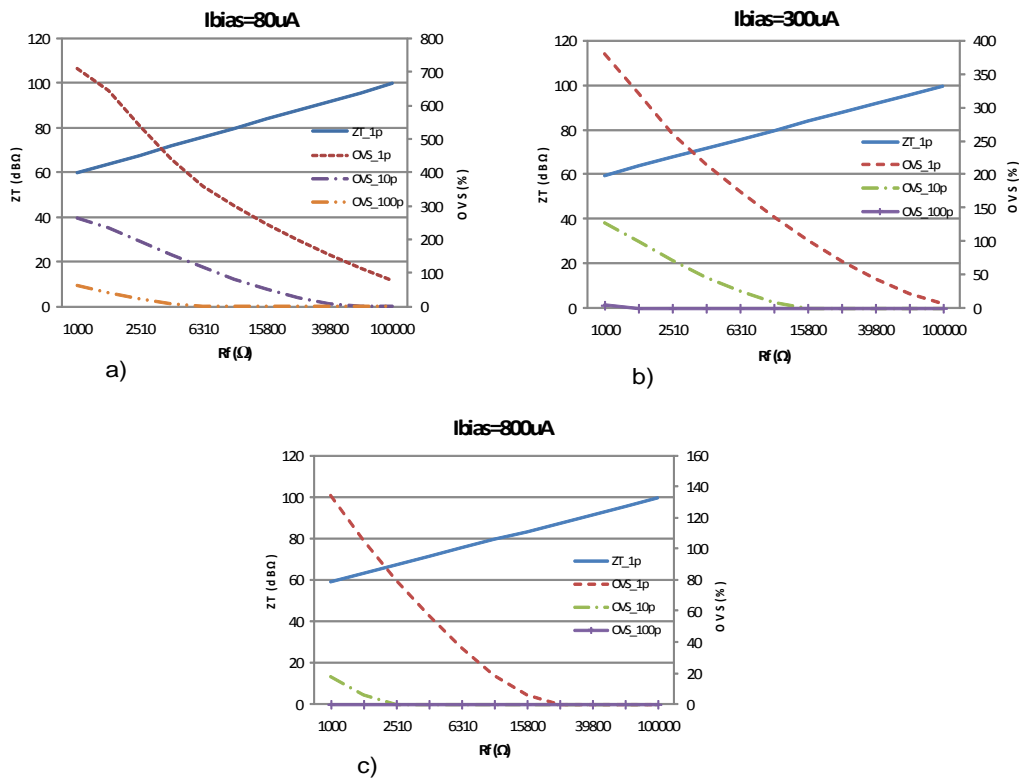


Figura 32. Ganho de transimpedância e *overshoot* para: a) Ibias= $80\mu A$ , b) Ibias= $300\mu A$  e c) Ibias= $800\mu A$ .

Como se pode observar na Figura 32 (a), (b) e (c), o ganho de transimpedância aumenta com o aumento da resistência de realimentação e a capacidade de fotodíodo não tem qualquer influência na variação do ganho. Ainda nessas figuras verifica-se que o *overshoot* diminui com o aumento da resistência de realimentação. Na Figura 32 (a) onde o

valor da corrente de polarização é mais baixo observa-se que o *overshoot* é mais elevado, isto é, da Figura 32 (a) para a Figura 32 (c) verifica-se uma diminuição do *overshoot*. Para uma capacidade de 1pF verifica-se que o *overshoot* é muito elevado e no caso da Figura 32 (a) este se encontra sempre acima dos 50%.

#### 4.2.1.2 Largura de banda

As figuras abaixo descrevem o comportamento da largura de banda em função da resistência de realimentação.

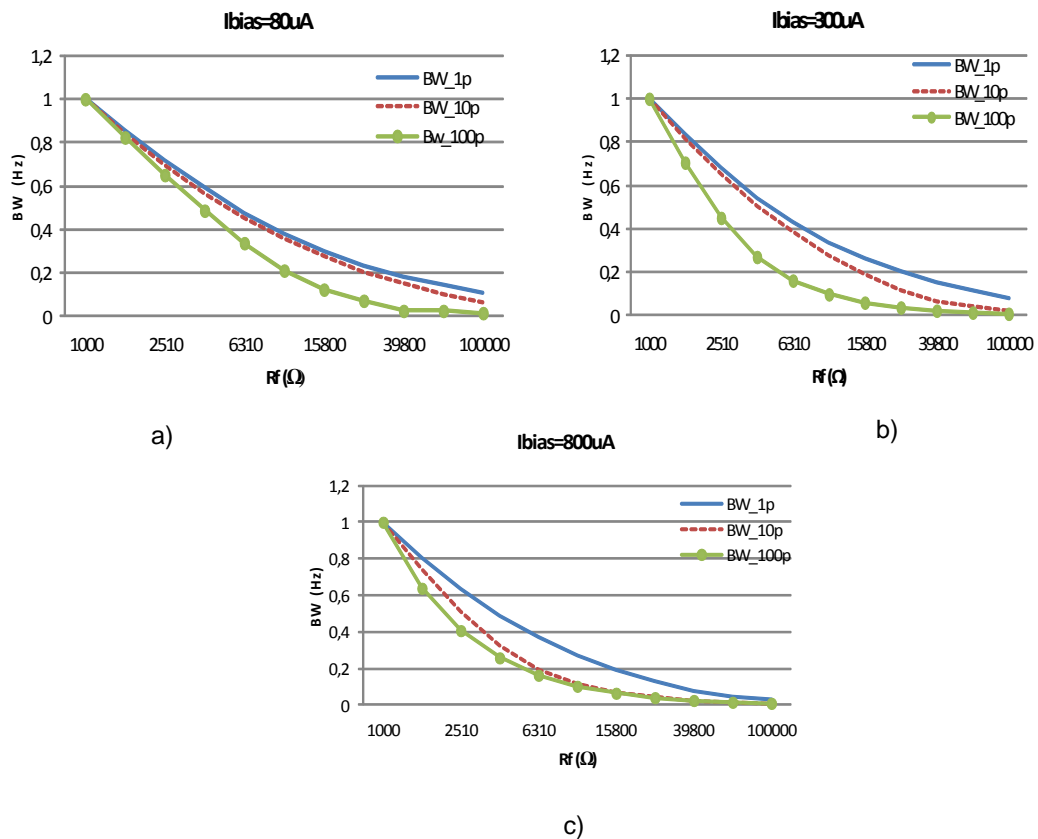


Figura 33. Largura de banda: a)  $I_{bias}=80\mu A$ , b)  $I_{bias}=300\mu A$  e c)  $I_{bias}=800\mu A$ .

Como seria de esperar, a largura de banda diminui com o aumento da resistência de realimentação (porque o ganho aumenta como se viu) e isso pode ser verificado na Figura 33. A amplitude da largura de banda diminui com o aumento do valor da capacidade do fotodíodo e aumenta com o aumento da corrente de polarização. Mais uma vez, para um valor de corrente de 80 $\mu A$  na Figura 33 (a) regista-se uma menor amplitude da largura de banda quando comparada com a Figura 33 (b) e Figura 33 (c).

#### 4.2.1.3 Ruído

Nas figuras que se seguem estão representadas as curvas do ruído de corrente equivalente à entrada do amplificador.

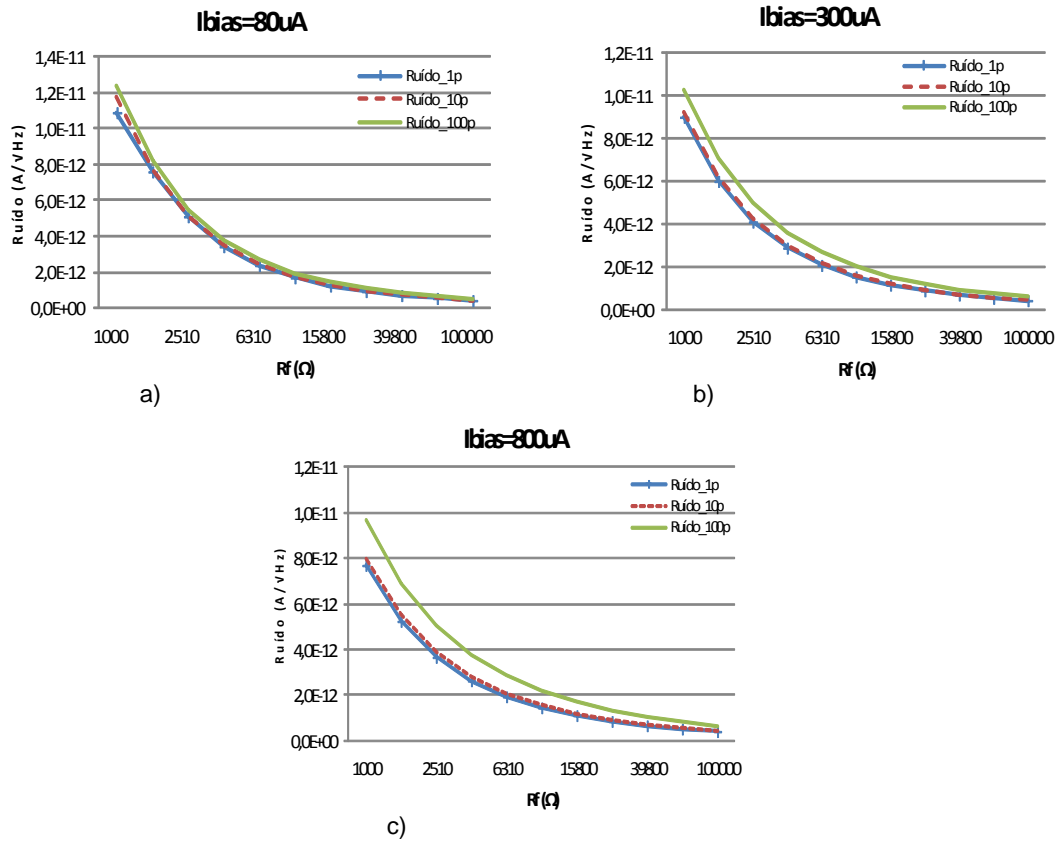


Figura 34. Ruído de corrente equivalente à entrada: a) Ibias=80uA, b) Ibias=300uA e c) Ibias=800uA.

Pela observação da Figura 34 (a), (b) e (c), pode-se concluir que o ruído diminui com o aumento da resistência de realimentação e a sua amplitude é tanto maior quanto maior for o valor da capacidade do fotodíodo. No entanto, esta diferença na amplitude não é muito significativa. Verifica-se ainda que na Figura 34 (a) as amplitudes do ruído são mais elevadas em relação às amplitudes representadas na Figura 34 (b) e Figura 34 (c) porque nessas figuras o valor da corrente de polarização é mais elevado o que aumenta a transcondutância do circuito de entrada e o ruído é minimizado.

### 4.2.2 Variação da corrente de polarização

Os resultados foram obtidos para uma variação paramétrica da corrente de polarização de 10uA a 1000uA, para dois valores de resistência de realimentação (1kΩ e 10kΩ) considerando para tal três valores da capacidade do fotodíodo (1pF, 10pF e 100pF).

#### 4.2.2.1 Ganho de transimpedância e *overshoot*

Nas figuras abaixo estão representadas o ganho de transimpedância e o *overshoot*.

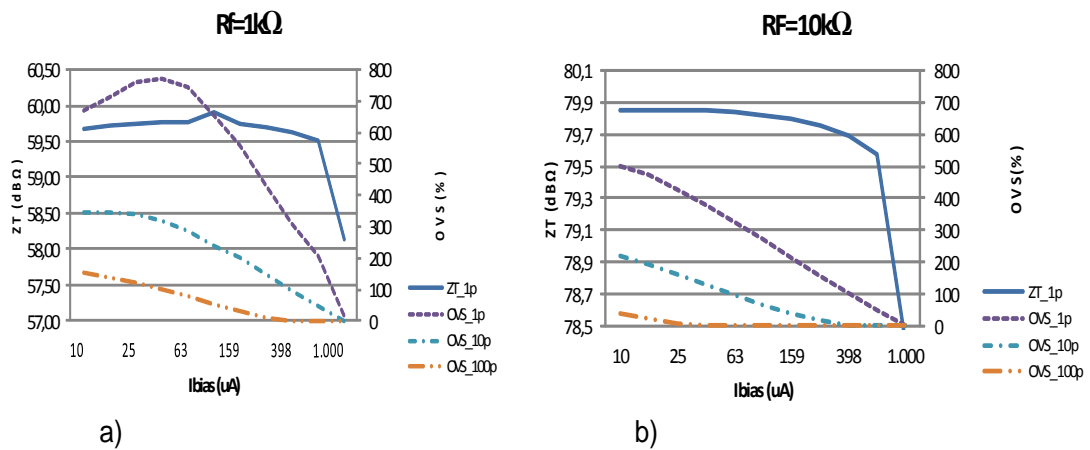


Figura 35. Ganho de transimpedância e *overshoot*: a)  $R_f=1k\Omega$  e b)  $R_f=10k\Omega$ .

A Figura 35 (a) e (b) mostra que o ganho de transimpedância diminui com o aumento da corrente de polarização. Essa diminuição é mais evidente a partir dos 600uA e a redução do ganho é aproximadamente 1,4dBΩ nas duas figuras. Essa diminuição do ganho deve-se ao fato do ganho do MOSFET diminuir com o inverso da raiz quadrada da corrente. Sendo assim, o ganho do amplificador diminui e consequentemente o ganho de transimpedância. Para que o ganho de transimpedância seja igual à resistência de realimentação, o ganho do amplificador em malha aberta deve ser elevado. O *overshoot* tende a diminuir com a corrente de polarização e verifica-se que a sua amplitude varia com o valor da capacidade do fotodíodo, sendo mais baixa para valores da capacidade do fotodíodo mais elevadas. Na Figura 35 (a), o *overshoot* está abaixo dos 7,5% para 10pF quando a corrente de polarização é igual a 1000uA e para 100pF quando a corrente varia de 400uA a 1000uA. No caso da Figura 35 (b), verifica-se que para 1pF o *overshoot* é zero quando a corrente é igual 1000uA, para 10pF este está abaixo do 7,5% para valores de corrente entre 400uA e 1000uA e para 100pF quando a corrente varia de 40uA à 1000uA.

#### 4.2.2.2 Largura de banda

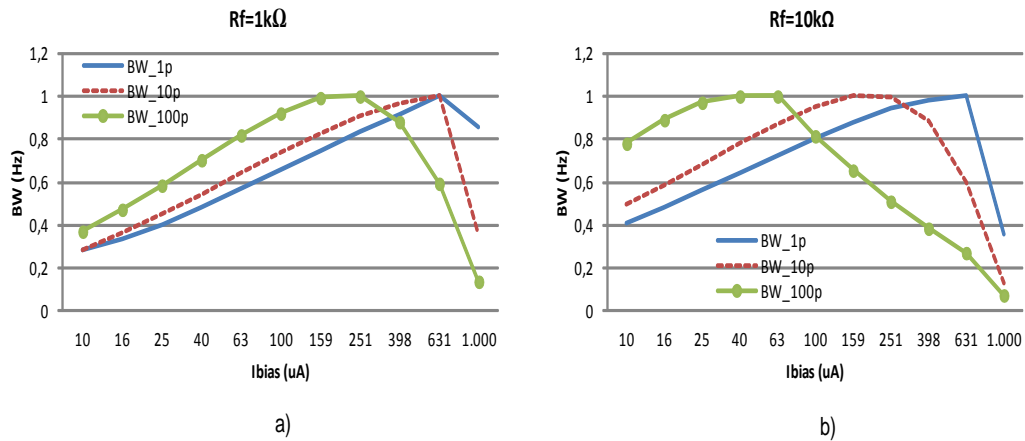


Figura 36. Largura de banda: a)  $R_f=1k\Omega$  e b)  $R_f=10k\Omega$ .

Pela observação da Figura 36 (a) e Figura 36 (b), verifica-se que a largura de banda aumenta com o aumento da corrente de polarização mas, a sua amplitude diminui com o aumento do valor da capacidade do fotodíodo. Embora a amplitude tenda a aumentar, verifica-se que este apresenta um pico máximo, ou seja, a partir de determinado valor da corrente de polarização a largura de banda diminui. Na Figura 36 (a) verifica-se que os valores da largura de banda são mais elevados em relação aos da Figura 36 (b) uma vez que a resistência de realimentação é inferior.

#### 4.2.2.3 Ruído

As figuras representadas abaixo descrevem as curvas do ruído equivalente de entrada do amplificador.

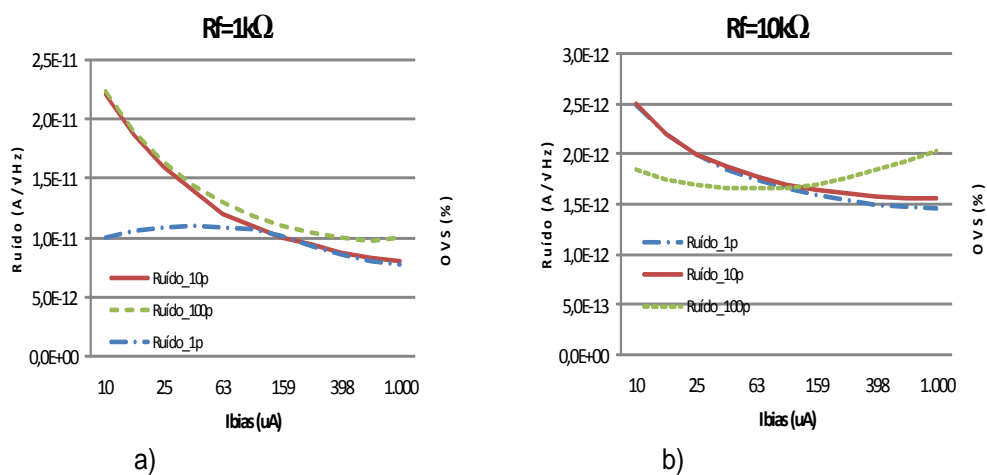


Figura 37. Ruído de corrente equivalente à entrada: a)  $R_f=1k\Omega$  e b)  $R_f=10k\Omega$ .

Na Figura 37 (a) verifica-se que o ruído diminui com o aumento da corrente de polarização mas com amplitudes distintas consoante o valor da capacidade do fotodíodo.

Para as capacidades de 10pF e 100pF verificam-se que as amplitudes do ruído são mais elevadas. No caso da capacidade de 1pF essa amplitude é mais baixa.

No caso da Figura 37 (b), verifica-se que o ruído diminui com o aumento da corrente de polarização para valores de capacidade de 1pF e 10pF, sendo que este aumenta para a capacidade de 100pF. No entanto, entre 10uA e 100uA verifica-se que para 100pF o ruído é mais baixo.

### 4.2.3 Variação da capacidade do fotodíodo

A capacidade do fotodíodo foi variada entre 100fF e 100pF, para dois valores fixos da resistência de realimentação (1k $\Omega$  e 10k $\Omega$ ) e três valores de corrente de polarização (80uA, 300uA e 800uA).

#### 4.2.3.1 Ganho de transimpedância e *overshoot*

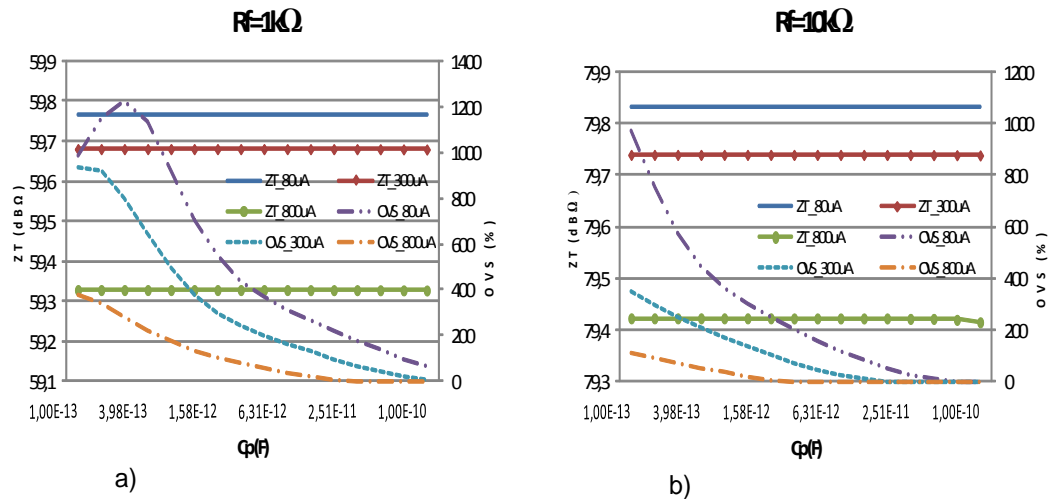


Figura 38. Ganho de transimpedância e *overshoot* para: a)  $R_f=1k\Omega$  e b)  $R_f=10k\Omega$ .

Pela análise da Figura 38 (a) e (b), verifica-se que o ganho permanece constante em toda a gama de variação da capacidade de fotodíodo. No entanto, a sua amplitude varia com o valor da corrente de polarização e essa variação é inferior à 1dB $\Omega$ . O *overshoot* diminui com o aumento da capacidade do fotodíodo. Em ambas as figuras verifica-se que as amplitudes do *overshoot*, diminuem com o aumento da corrente de polarização. As curvas do *overshoot* representadas na Figura 38 (a) apresentam amplitudes maiores em relação as curvas da Figura 38 (b).

#### 4.2.3.2 Largura de banda

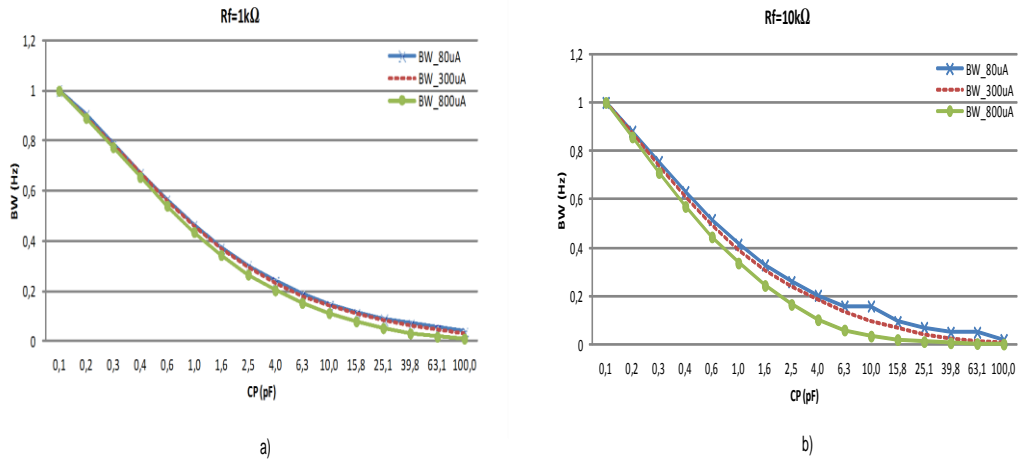


Figura 39. Largura de banda: a)  $R_f=1k\Omega$  e b)  $R_f=10k\Omega$ .

A Figura 39 (a) e (b) mostra que a largura de banda diminui com o aumento da capacidade do fotodíodo e a sua amplitude varia com o valor da corrente de polarização. Verifica-se que na Figura 39 (a) as amplitudes da largura de banda são maiores do que as da Figura 39 (b).

#### 4.2.3.3 Ruído

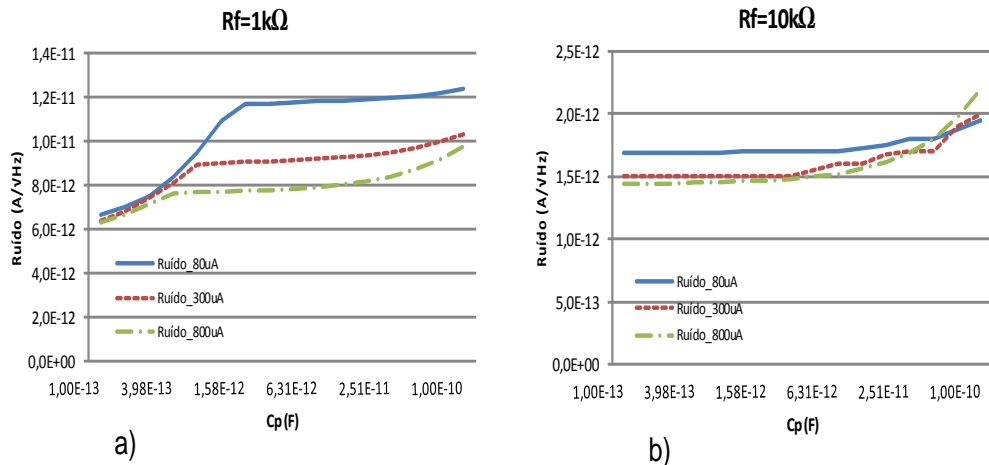


Figura 40. Ruído de corrente equivalente à entrada: a)  $R_f=1k\Omega$  e b)  $R_f=10k\Omega$ .

Na Figura 40 (a) e (b), estão representadas as curvas do ruído. Como se pode observar, o ruído aumenta com o aumento da capacidade do fotodíodo e a sua amplitude varia com o valor da corrente de polarização. A amplitude do ruído é mais elevada para valores de corrente mais baixo. Isso é um fato curioso visto que num MOSFET o ruído diminui com o aumento da transcondutância  $g_m$  que por sua vez aumenta com o aumento da corrente de polarização como mostrado em (3.5). Este comportamento deve-se ao fato de se ter medido o ruído mínimo e não o ruído médio.

### 4.3 Folded cascode

O circuito amplificador de transimpedância na configuração *folded cascode* encontra-se representado na Figura 41. Este amplificador pode se dividido em três partes dois circuitos de polarização formados pelos transístores  $M_a$ ,  $M_{a1}$ ,  $M_{a2}$  e  $M_{a3}$  e  $M_{a4}$ , o amplificador principal formado pelos transístores  $M_1$ - $M_4$ , e os transístores  $M_5$  e  $M_6$  que formam o *buffer* de saída.

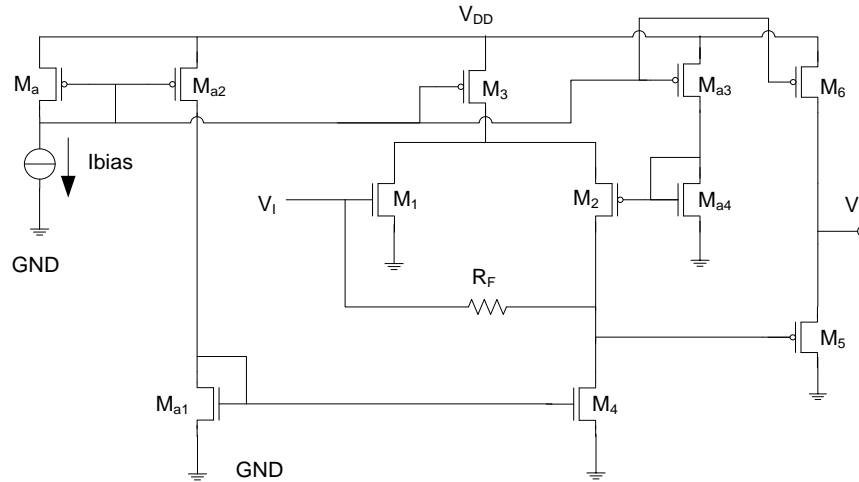


Figura 41. Amplificador de transimpedância baseado em *folded-cascode*.

As dimensões utilizadas para a realização das simulações estão na Tabela 2.

Tabela 2. Dimensões dos transístores do amplificador *folded cascode*.

	M1	M2	M3	M4	M5	M6	$M_a$	$M_{a1}$	$M_{a2}$	$M_{a3}$	$M_{a4}$
$W(\mu m)/L(\mu m)$	$\frac{200}{0.5}$	$\frac{80}{0.5}$	$\frac{80}{0.5}$	$\frac{40}{0.5}$	$\frac{80}{0.5}$	$\frac{40}{0.5}$	$\frac{40}{0.5}$	$\frac{40}{0.5}$	$\frac{40}{0.5}$	$\frac{40}{0.5}$	$\frac{20}{0.5}$

#### 4.3.1 Variação da resistência de realimentação

Os parâmetros de desempenho deste amplificador foram obtidos através da variação da resistência de realimentação numa gama de  $1k\Omega$  à  $100k\Omega$ , fixando três valores de corrente ( $10\mu A$ ,  $50\mu A$  e  $100\mu A$ ) e três valores da capacidade de fotodíodo ( $1pF$ ,  $10pF$  e  $100pF$ ).



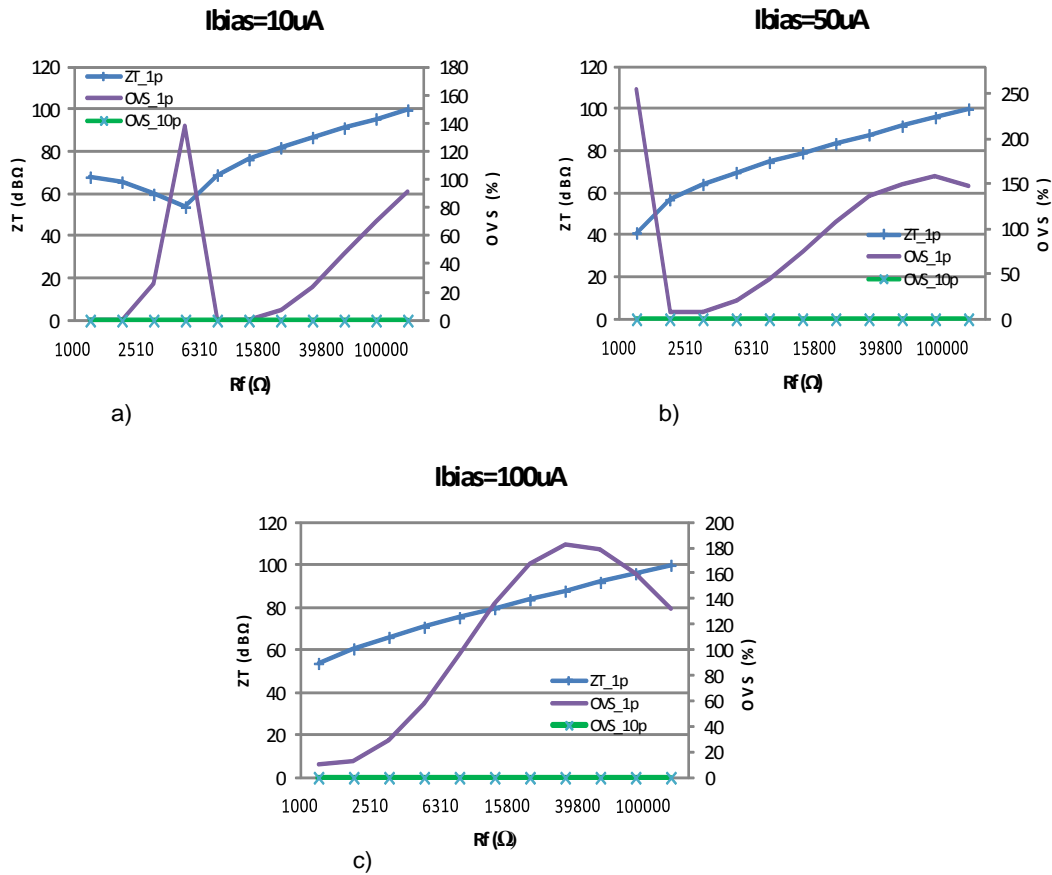
4.3.1.1 Ganho de transimpedância e *overshoot*

Figura 42. Ganho de transimpedância e *overshoot*: a)  $I_{bias}=10\mu A$ , b)  $I_{bias}=50\mu A$  e c)  $I_{bias}=100\mu A$ .

A Figura 42 (a), (b) e (c) ilustra o comportamento do ganho de transimpedância e o *overshoot* do amplificador. Na figura (a) verifica-se que o ganho apresenta um pico de mínimo. Quando a resistência de realimentação varia de 1k $\Omega$  à 4k $\Omega$  verifica-se uma diminuição do ganho. No entanto, a partir de 4k $\Omega$  o ganho aumenta. Na Figura 42 (b) e (c) verifica-se que o ganho aumenta em toda a gama de variação da resistência de realimentação. Nas três figuras verifica-se que o *overshoot* é nulo para a capacidade de 10pF.

Na Figura 42 (b) verifica-se que para a capacidade de 1pF o *overshoot* apresenta picos de mínimo e máximo, enquanto na Figura 42 (c), o *overshoot* apresenta um máximo para o mesmo valor da capacidade de fotodíodo.

## 4.3.1.2 Largura de banda

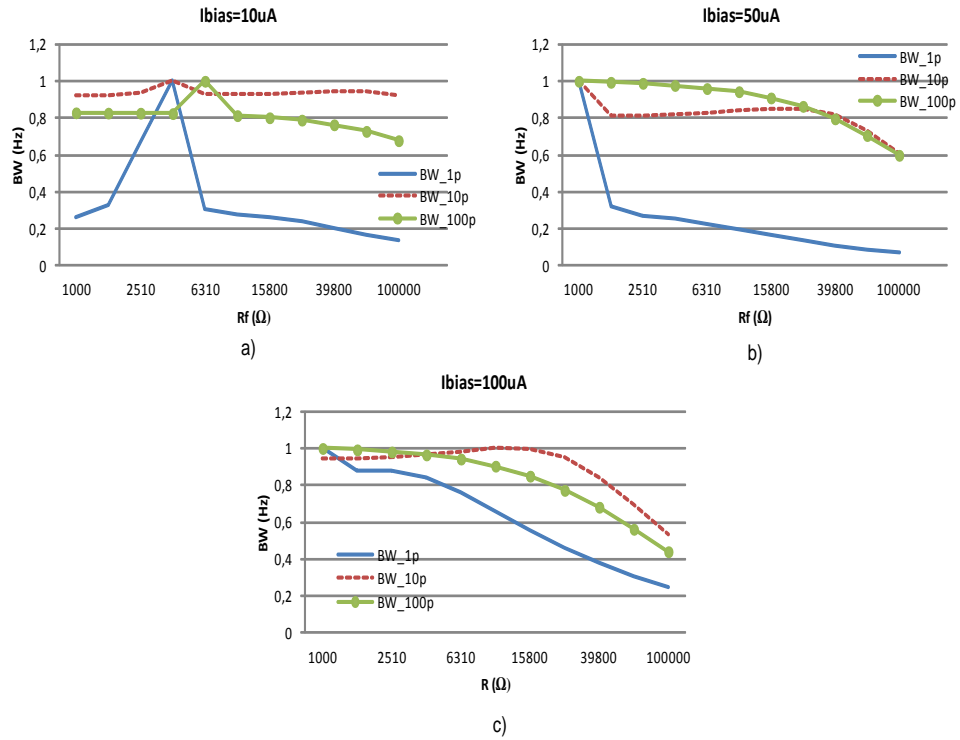


Figura 43. Largura de banda: a)  $I_{bias} = 10\mu A$ , b)  $I_{bias} = 50\mu A$  e c)  $I_{bias} = 100\mu A$ .

A Figura 43 (a), (b) e (c) mostra que a largura de banda diminui com o aumento da resistência de realimentação. No entanto, verifica-se que na Figura 43 (a) existe um pico de máximo para a capacidade de 1pF. Verifica-se também que o valor da largura de banda diminui com o aumento do valor da capacidade do fotodíodo.

#### 4.3.1.3 Ruído

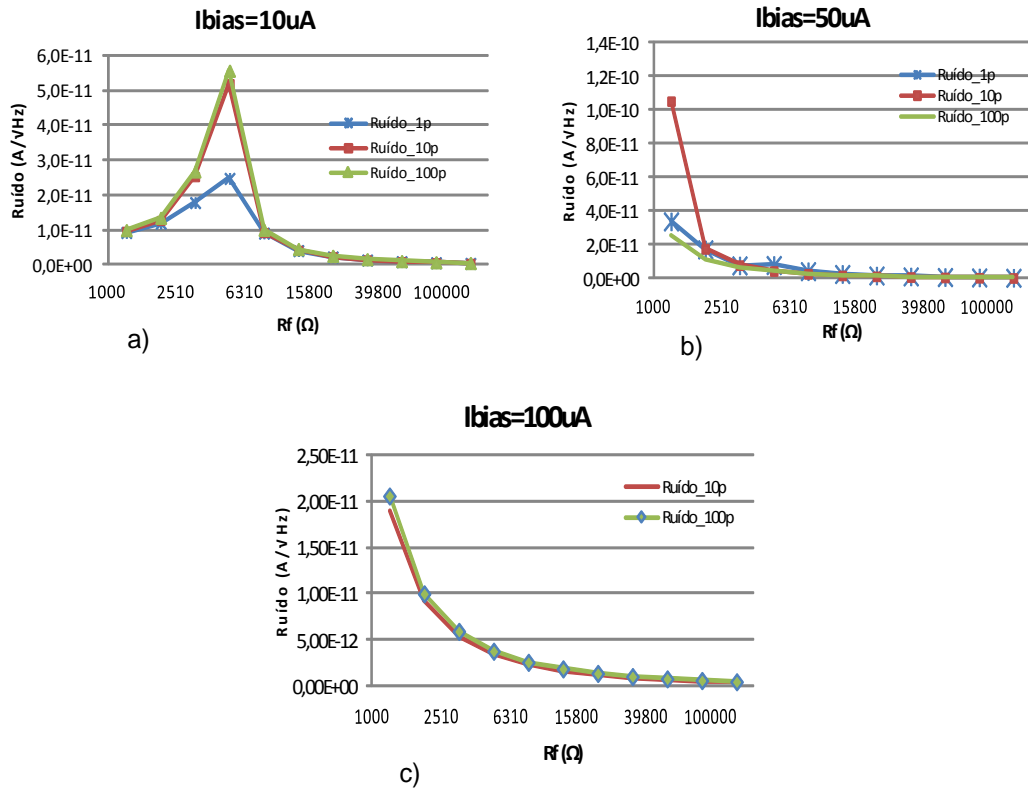


Figura 44. Ruído: a) Ibias=10uA, b) Ibias=50uA e c) Ibias=100uA.

Na Figura 42 e Figura 43 verificou-se que o ganho, o *overshoot* e a largura de banda apresentavam picos de máximo e mínimo para a capacidade de 1pF quando a corrente é de 10uA. No caso do ruído observa-se o mesmo comportamento na Figura 44 (a). No geral verifica-se que as curvas de ruído estão praticamente sobrepostas embora, existam algumas exceções como é o caso da Figura 44 (a) onde o pico de máximo do ruído para a capacidade de 1pF é claramente inferior em relação as capacidades de 10pF e 100pF. Na Figura 44 (b) verifica-se que para a resistência de realimentação de 1kΩ e capacidade de 10pF a amplitude do ruído é de  $100pA\sqrt{Hz}$ , mas as amplitudes se tornam coincidentes para valores de resistências superiores a 1kΩ.

#### 4.3.2 Variação da corrente de polarização

Os parâmetros do amplificador foram obtidos através da variação da corrente de polarização numa gama de 10uA à 1000uA. Os valores da resistência de realimentação utilizados foram 1kΩ e 10kΩ e os valores de capacidade foram 1pF, 10pF e 100pF.

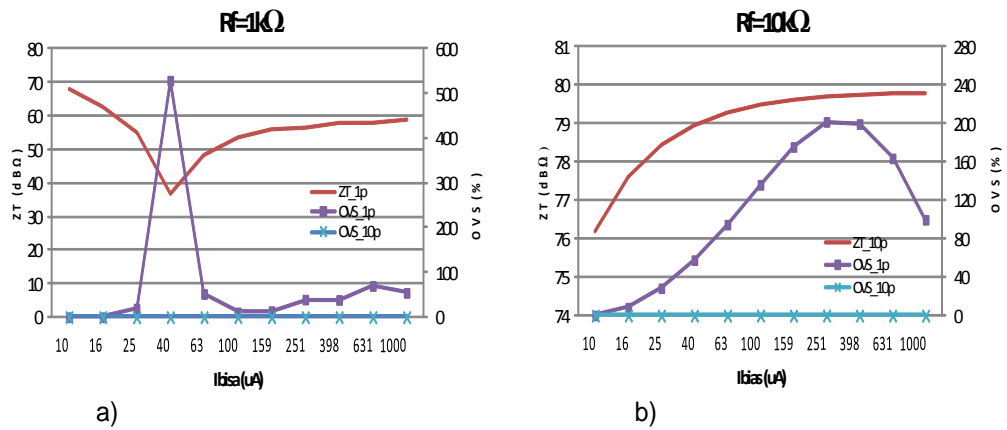
4.3.2.1 Ganho de transimpedância e *overshoot*

Figura 45. Ganho de transimpedância e *overshoot*: a)  $R_f = 1k\Omega$  e b)  $R_f = 10k\Omega$ .

Na Figura 45 (a) verifica-se que o ganho apresenta um mínimo em 40  $\mu A$ . Para o valor mínimo de corrente (10  $\mu A$ ) verifica-se que a amplitude do ganho é de 67,9  $dB\Omega$ , que é maior do que o valor esperado 60  $dB\Omega$ . Isso deve-se ao fato do transistor M1 não estar saturado nessa gama de variação de corrente, e num MOSFET a resistência de saída é inversamente proporcional à corrente de polarização. Como a corrente é muito baixa, a resistência de saída será elevada. Se repararmos na equação de Rosenstark, existe um termo,  $G_0$ , que depende da resistência de saída que pode ser visto na equação (3.13). Sendo assim, como a resistência de saída é muito elevada, o segundo termo da equação de Rosenstark não é desprezável, uma vez que a resistência de saída diminui com o aumento da corrente de polarização e a transcondutância do transistor aumenta. Quando a resistência de saída é da mesma ordem de grandeza que a resistência de realimentação, verifica-se que o ganho tende a aproximar-se ao valor da resistência de realimentação.

#### 4.3.2.2 Largura de banda

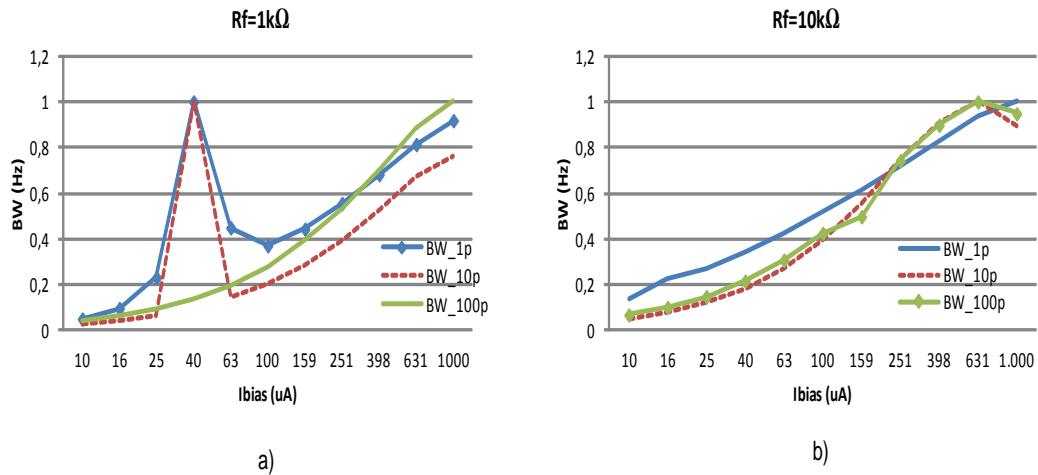


Figura 46. Largura de banda: a)  $R_f=1k\Omega$  e b)  $R_f=10k\Omega$ .

A Figura 46 (a) e (b) mostra o comportamento da largura de banda em função da corrente de polarização. O pico de máximo que se observa na Figura 46 (a) deve-se às razões apresentadas anteriormente na análise do ganho e *overshoot*. Na Figura 46 (b) verifica-se que a largura de banda aumenta com o aumento da corrente de polarização. Pode-se concluir que em ambas figuras a largura de banda diminui com o aumento do valor da capacidade do fotodíodo.

#### 4.3.2.3 Ruído

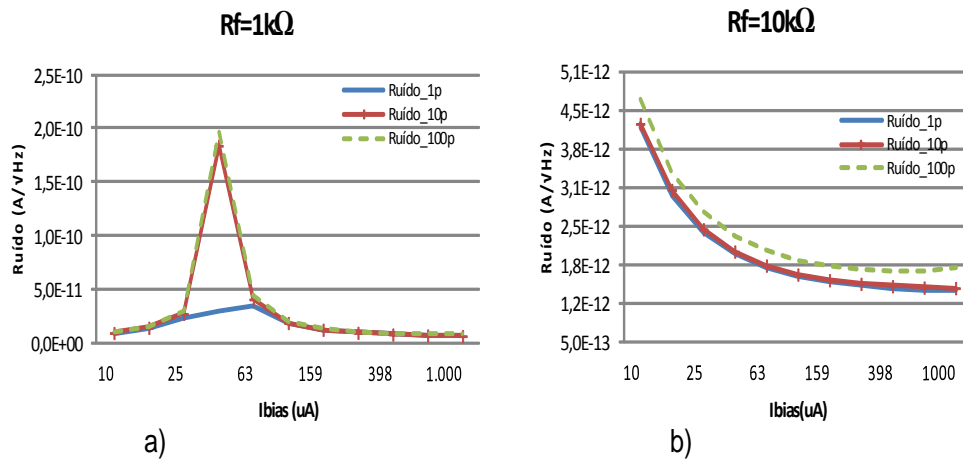


Figura 47. Ruído de corrente equivalente à entrada: a)  $R_f=1k\Omega$  e b)  $R_f=10k\Omega$ .

Pode-se observar da Figura 47 (a) e (b) que o ruído varia com o aumento da corrente de polarização e a sua amplitude varia para diferentes valores da capacidade de fotodíodo. Na Figura 47 (a) observa-se um pico de máximo na curva do ruído que deve-se ao fato do ganho nessa região ser mínimo, como se verificou na Figura 45 (a). Como o ruído de

entrada é inversamente proporcional ao ganho, então, o ruído será máximo quando o ganho for mínimo. Ainda na Figura 47 (a) verifica-se que a amplitude do ruído é praticamente coincidente, exceto na região em que ocorre um pico de máximo (quando a capacidade é de 1pF a amplitude desse pico é muito menor).

Na Figura 47 (b) verifica-se que o ruído diminui com o aumento da corrente de polarização e não existem grandes diferenças nas amplitudes.

### 4.3.3 Variação da capacidade do fotodíodo

Os resultados foram obtidos para uma gama de variação da capacidade do fotodíodo de 100fF à 100pF. Os valores de resistência utilizados foram 1k $\Omega$  e 10k $\Omega$  e os valores de corrente foram os seguintes: 10uA, 50uA e 100uA.

#### 4.3.3.1 Ganho de transimpedância e overshoot

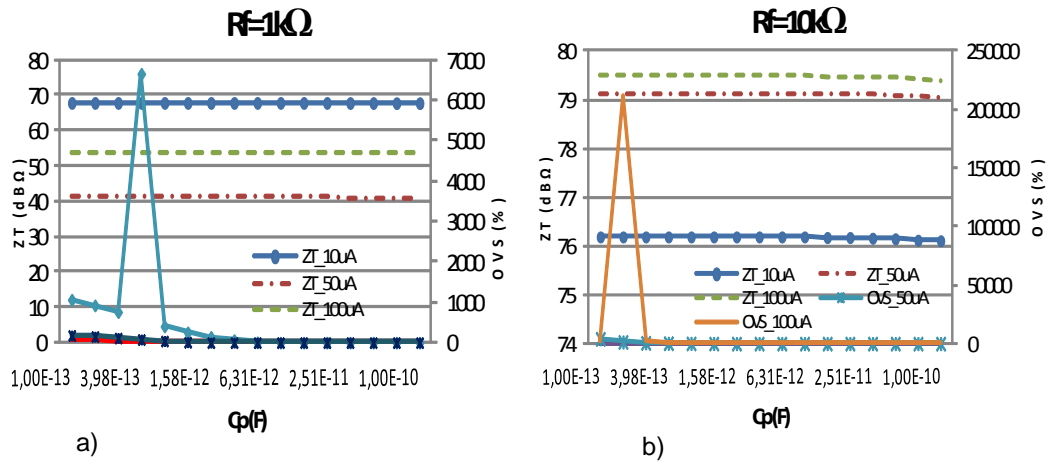


Figura 48. Ganho de transimpedância e overshoot: a)  $R_f=1k\Omega$  e b)  $R_f=10k\Omega$ .

A Figura 48 (a) e (b) mostra que o ganho é constante em toda a gama de variação da capacidade do fotodíodo e que a sua amplitude varia com o valor da corrente de polarização. Na Figura 48 (a) observa-se que para a corrente de 100uA o ganho está mais próximo do valor esperado. Para os valores de corrente de 10uA e 50uA apresentam um maior desvio porque o transistor M1 não está a operar na região de saturação. O overshoot diminui com o aumento da capacidade do fotodíodo mas verifica-se que entre 400fF e 1pF existe um pico de máximo para a corrente de 50uA. A Figura 48 (b) mostra que a amplitude do ganho aumenta quando o valor da corrente de polarização aumenta. Para o valor de corrente de 10uA verifica-se que o ganho é aproximadamente 4dB $\Omega$  inferior ao valor esperado, pois o transistor M1 não está saturado e as resistências de saída e de realimentação são da mesma ordem de grandeza.

#### 4.3.3.2 Largura de banda

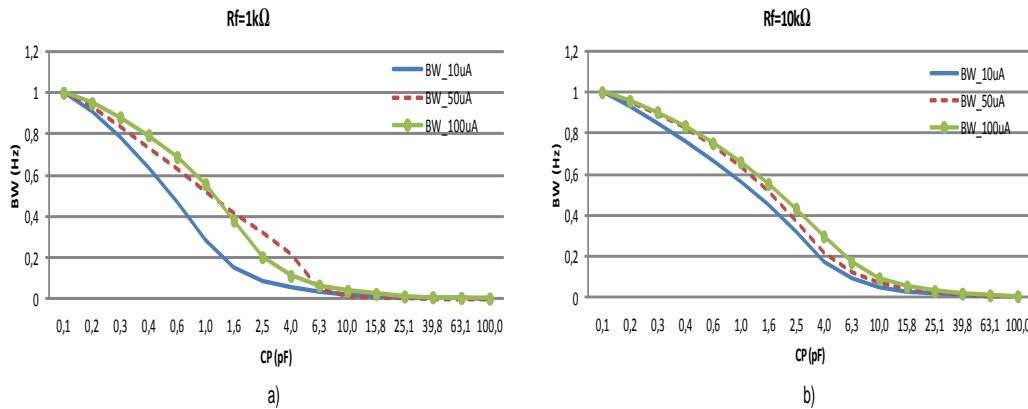


Figura 49. Largura de banda: a)  $R_f = 1k\Omega$  e b)  $R_f = 10k\Omega$ .

A Figura 49 (a) e (b) ilustra as curvas da largura de banda que como se observa diminuem com o aumento da capacidade do fotodíodo.

#### 4.3.3.3 Ruído

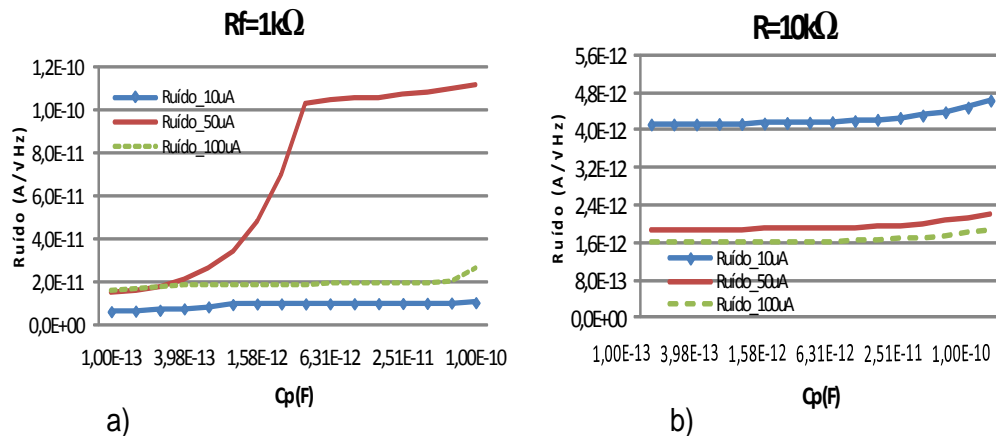


Figura 50. Ruído de corrente equivalente à entrada: a)  $R_f = 1k\Omega$  e b)  $R_f = 10k\Omega$ .

A Figura 50 (a) e (b) mostra o comportamento do ruído em função da capacidade do fotodíodo. Como se pode observar na Figura 50 (a) o ruído aumenta com o aumento da capacidade do fotodíodo e a sua amplitude varia com o valor da corrente de polarização. À medida que a capacidade do fotodíodo aumenta verifica-se que a amplitude do ruído para a corrente de  $50\mu A$  é muito elevada. Já foi visto que para esse valor de corrente o ganho é mais baixo quando comparado com as correntes de  $10\mu A$  e  $100\mu A$ . Na Figura 50 (b) as curvas do ruído estão de acordo com o esperado uma vez que obedecem à relação estabelecida na equação (3.38).

#### 4.4 Inversor CMOS com *folded cascode*

O circuito do amplificador de transimpedância inversor CMOS com *folded cascode* está representado na Figura 51. Esta configuração é muito semelhante ao amplificador de transimpedância na configuração *folded cascode*.

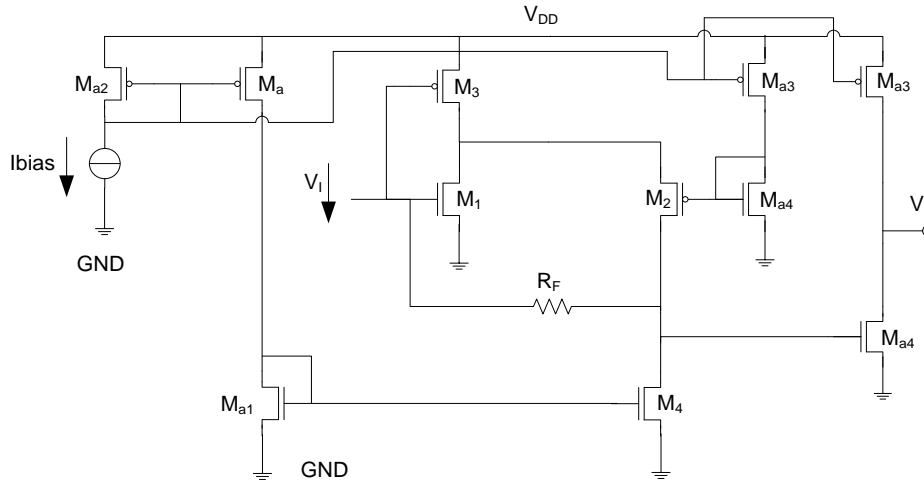


Figura 51. Amplificador de transimpedância inversor CMOS com *folded cascode*.

As dimensões utilizadas foram obtidas por simulação paramétrica e estão representadas na Tabela 3.

Tabela 3. Dimensões dos transístores do inversor CMOS com *folded cascode*.

	M1	M2	M3	M4	M5	M6	Ma	Ma1	Ma2	Ma3	Ma4
$W(\mu m)/L(\mu m)$	$\frac{30}{0.5}$	$\frac{60}{0.5}$	$\frac{60}{0.5}$	$\frac{20}{0.5}$	$\frac{40}{0.5}$	$\frac{10}{0.5}$	$\frac{40}{0.5}$	$\frac{20}{0.5}$	$\frac{40}{0.5}$	$\frac{40}{0.5}$	$\frac{20}{0.5}$

##### 4.4.1 Variação da resistência de realimentação

Os parâmetros do amplificador foram obtidos através da variação da resistência de realimentação entre  $500\Omega$  e  $50k\Omega$ . Os valores de corrente de polarização utilizados foram  $100\mu A$  e  $200\mu A$  e as capacidades do fotodíodo utilizadas foram  $1pF$ ,  $10pF$  e  $100pF$ .

##### 4.4.1.1 Ganho de transimpedância e *overshoot*

As variações do ganho e o *overshoot* em função da variação da resistência de realimentação estão representadas na Figura 52 (a) e (b).



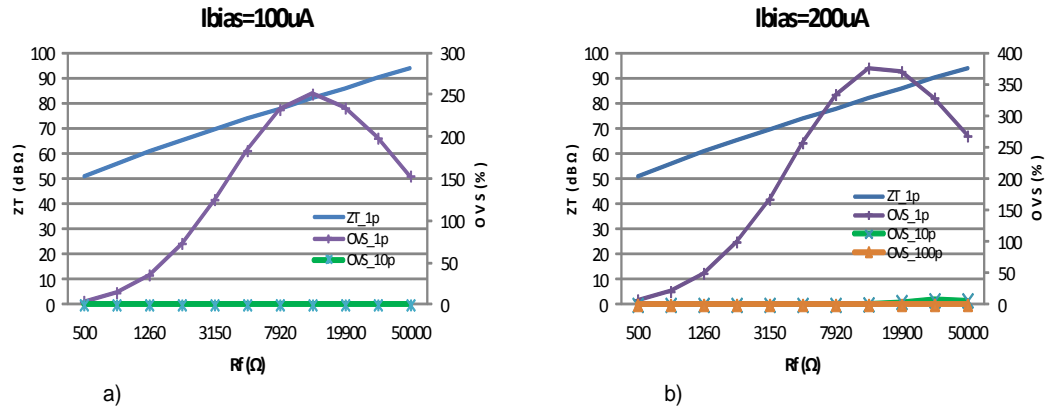


Figura 52. Ganho de transimpedância e overshoot: a)  $I_{bias}=100\mu A$  e b)  $I_{bias}=200\mu A$ .

Como se pode observar, em ambas figuras o ganho aumenta com o aumento da resistência de realimentação e o overshoot apresenta um pico de máximo para a capacidade de 1pF. Na Figura 52 (a), observa-se que o overshoot é zero para a capacidade de 10pF. Na Figura 52 (b) verifica-se que para a capacidade de 10pF o overshoot aumenta com o aumento da resistência de realimentação, mas o seu valor é baixo e para a capacidade de 100pF o overshoot é nulo.

#### 4.4.1.2 Largura de banda

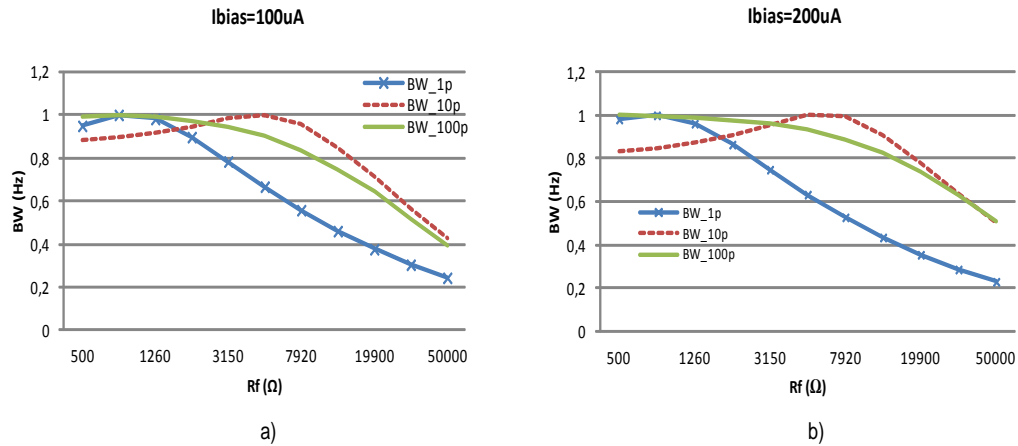


Figura 53. Largura de banda: a)  $I_{bias}=100\mu A$  e b)  $I_{bias}=200\mu A$ .

A Figura 53 (a) e (b) mostra que a largura de banda diminui com o aumento da resistência de realimentação e a sua amplitude diminui para valores maiores da capacidade do fotodíodo. Para a capacidade de 10pF a largura de banda é superior a 50MHz e inferior a 120MHz na Figura 53 (a) enquanto na Figura 53 (b) a largura de banda varia entre 68MHz e 114MHz.

#### 4.4.1.3 Ruído

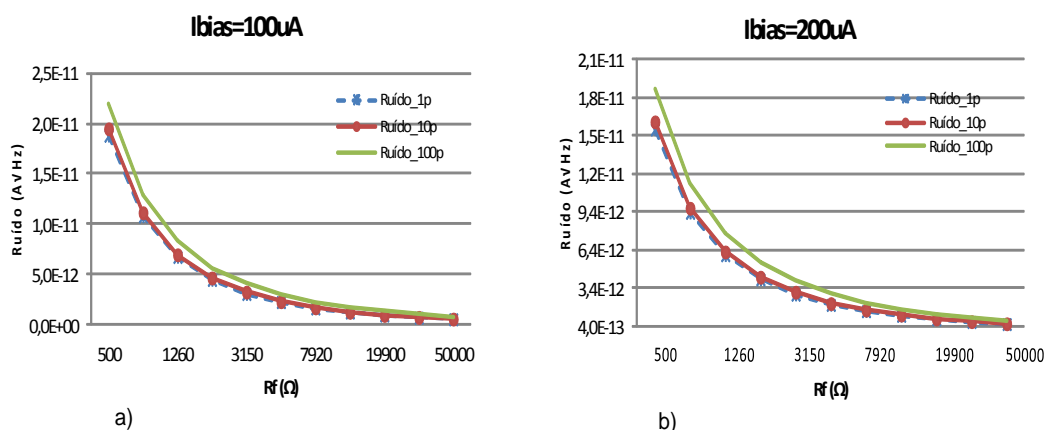


Figura 54. Ruído de corrente equivalente à entrada: a)  $I_{bias} = 100\mu A$  e b)  $I_{bias} = 200\mu A$ .

Como se pode observar na Figura 54 (a) e (b), as curvas do ruído diminuem com o aumento da resistência de realimentação embora se verifique uma ligeira diferença na sua amplitude. No entanto, essas curvas estão de acordo com o esperado visto que as curvas de maior amplitude correspondem a capacidades de valor mais elevado. Verifica-se que as curvas do ruído da Figura 54 (a) têm amplitudes superiores às curvas da Figura 54 (b).

#### 4.4.2 Variação da corrente de polarização

A corrente de polarização foi variada entre 80uA e 500uA considerando dois valores da resistência de realimentação (1kΩ e 10kΩ) e três valores da capacidade de fotodíodo (1pF, 10pF e 100pF).

##### 4.4.2.1 Ganho de transimpedância e overshoot

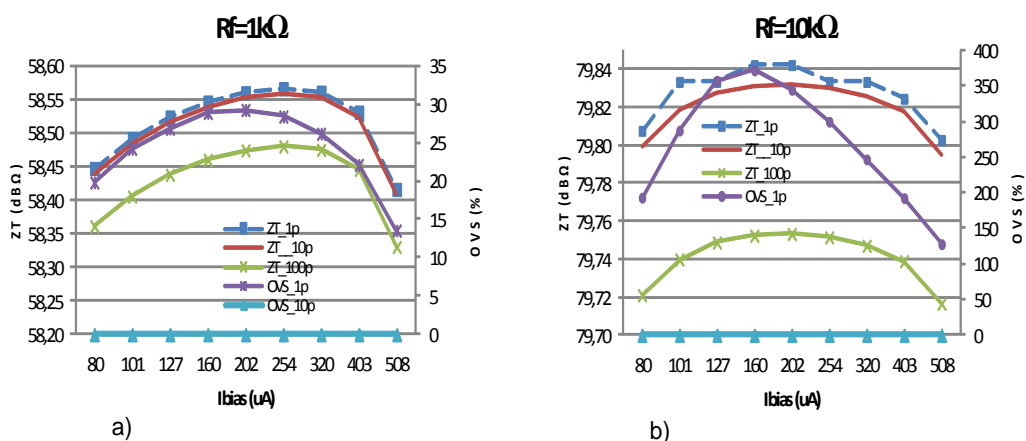


Figura 55. Ganho de transimpedância e overshoot: a)  $R_f = 1k\Omega$  e b)  $R_f = 10k\Omega$ .

A Figura 55 (a) e (b) mostra que as curvas de ganho apresentam um comportamento crescente até atingir um máximo e depois diminui. Mais uma vez, isso deve-se ao fato do

ganho do MOSFET ser inversamente proporcional à corrente de polarização. Observa-se ainda que tanto na Figura 55 (a) como na Figura 55 (b) a amplitude do ganho diminui para valores crescentes da capacidade do fotodíodo. No entanto, essa diminuição é inferior a  $1\text{dB}\Omega$ .

O *overshoot* também apresenta um pico de máximo para a capacidade de  $1\text{pF}$  que como se observa é inferior na Figura 55 (a). Para a capacidade de  $10\text{pF}$  verifica-se que o *overshoot* é nulo em ambas figuras.

#### 4.4.2.2 Largura de banda

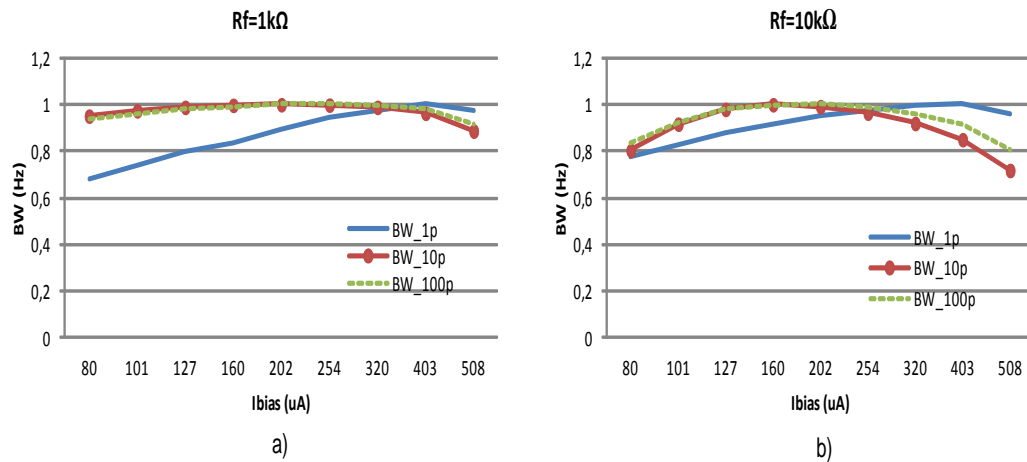


Figura 56. Largura de banda: a)  $R_f=1\text{k}\Omega$  e b)  $R_f=10\text{k}\Omega$ .

Como se pode observar na Figura 56 (a) e (b), a largura de banda tende a aumentar com o aumento da corrente de polarização e a sua amplitude diminui para valores crescentes da capacidade do fotodíodo. Nota-se que no final da escala de variação da corrente há uma ligeira diminuição da largura de banda. Verificou-se que na Figura 55 o ganho também diminui nessa região.

#### 4.4.2.3 Ruído

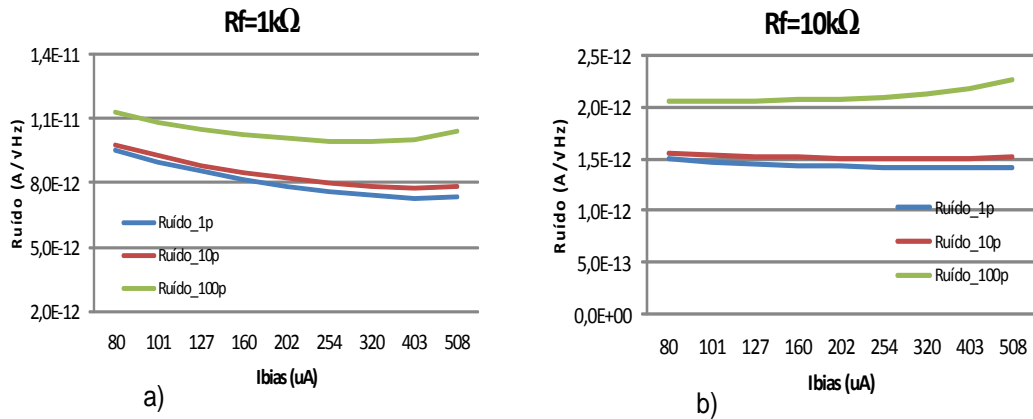


Figura 57. Ruído de corrente equivalente à entrada: a)  $R_f=1k\Omega$  e b)  $R_f=10k\Omega$ .

Na Figura 57 (a) e (b) pode-se observar que o ruído diminui com o aumento da corrente de polarização. Da observação da Figura 57 (a) conclui-se que o ruído é baixo embora se observe um maior desvio de amplitude para a capacidade de 100pF em relação às capacidades de 1pF e 10pF. Na Figura 57 (b) observa-se o mesmo comportamento. Comparando as amplitudes das curvas de ruído das duas figuras, conclui-se que na Figura 57 (b) a amplitude é mais baixa, uma vez que o ganho é mais elevado.

#### 4.4.3 Variação da capacidade do fotodíodo

Os resultados neste ponto foram obtidos com base na variação da capacidade do fotodíodo entre 1pF e 100pF, considerando os valores da resistência de realimentação de 1kΩ e 10kΩ e os valores da corrente de polarização de 100uA e 200uA.

##### 4.4.3.1 Ganho de transimpedância e overshoot

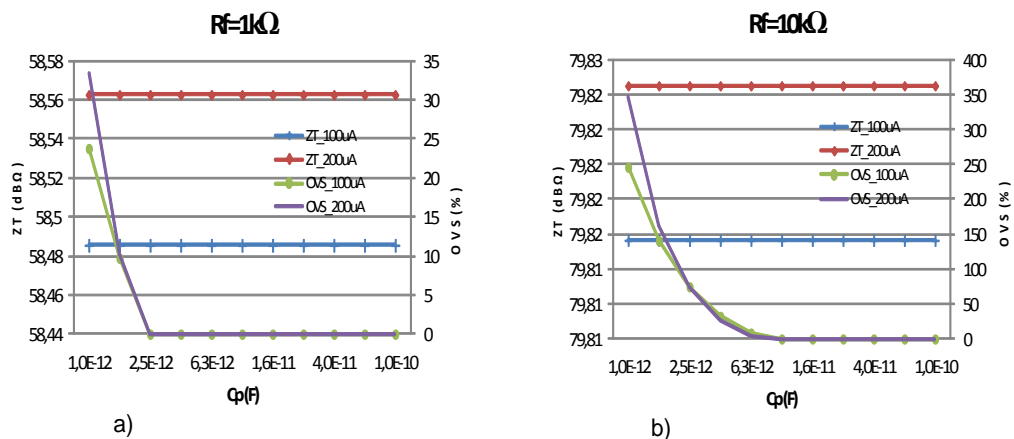


Figura 58. Ganho de transimpedância e overshoot: a)  $R_f=1k\Omega$  e b)  $R_f=10k\Omega$ .

A Figura 58 (a) e (b) mostra que o ganho é constante em toda a gama de variação da capacidade do fotodíodo. A amplitude do ganho é mais elevada quando o valor da corrente é 200uA. No entanto, esse aumento não é muito significativo quando comparado com a corrente de 100uA, pois a diferença de amplitude é aproximadamente 0,07dBΩ na Figura 58 (a) e 0,01dBΩ na Figura 58 (b).

O *overshoot* diminui com o aumento da capacidade do fotodíodo e as curvas são praticamente coincidentes tanto na Figura 58 (a) como na Figura 58 (b). Verifica-se que o *overshoot* é muito maior que na Figura 58 (b) (para valores mais baixos da capacidade de fotodíodo).

#### 4.4.3.2 Largura de banda

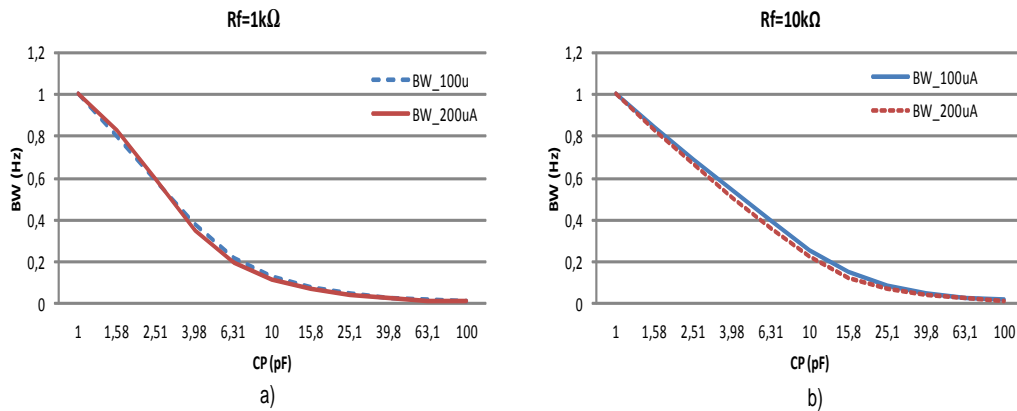


Figura 59. Largura de banda: a)  $R_f = 1k\Omega$  e b)  $R_f = 10k\Omega$ .

A Figura 59 (a) e (b) mostra que a largura de banda diminui com o aumento da capacidade de fotodíodo. Os valores da largura de banda variam com o valor da corrente de polarização, apenas para valores da capacidade do fotodíodo mais baixa. Quando os valores da capacidade se tornam mais elevados, as curvas estão sobrepostas.

#### 4.4.3.3 Ruído

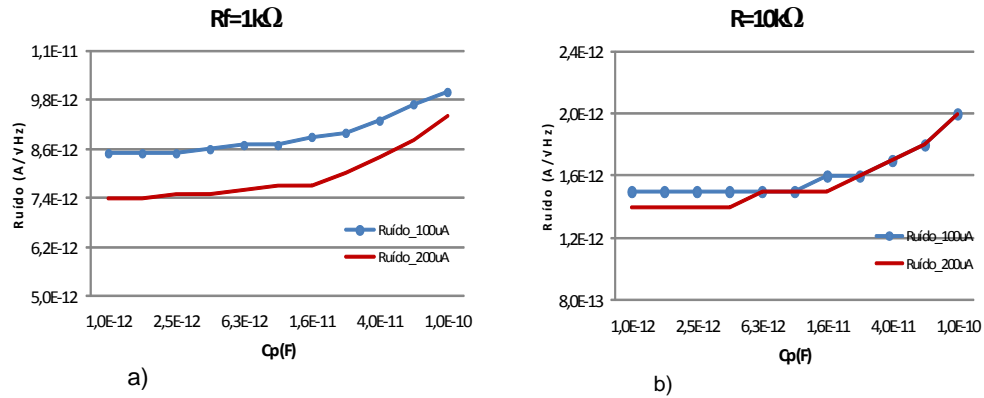


Figura 60. Ruído de corrente equivalente à entrada: a)  $R_f=1k\Omega$  e b)  $R_f=10k\Omega$ .

Como se pode observar na Figura 60 (a) e (b), o ruído equivalente de entrada aumenta com o aumento da capacidade de fotodíodo e a sua amplitude não apresenta grandes variações embora para a corrente de 100uA a amplitude do ruído seja maior. Na Figura 60 (b) verifica-se que nalguns pontos as curvas são coincidentes.

#### 4.5 *Folded cascode* modificado

O circuito esquemático do amplificador de transimpedância baseado na configuração *folded cascode* modificado encontra-se representado na Figura 61. Em relação ao circuito anterior, este possui mais um circuito de polarização formado pelos transístores  $M_{1b}$ ,  $M_{2b}$  e  $M_{3b}$ .

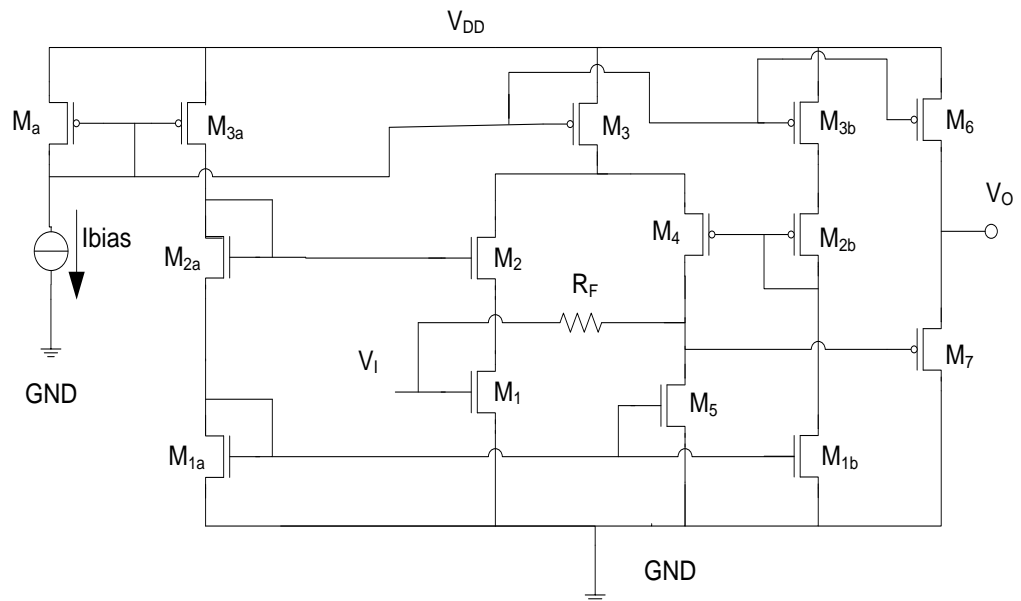


Figura 61. Amplificador de transimpedância *folded cascode* modificado.

As dimensões utilizadas para a realização das simulações encontram-se na Tabela 4 e foram obtidas por simulação paramétrica.

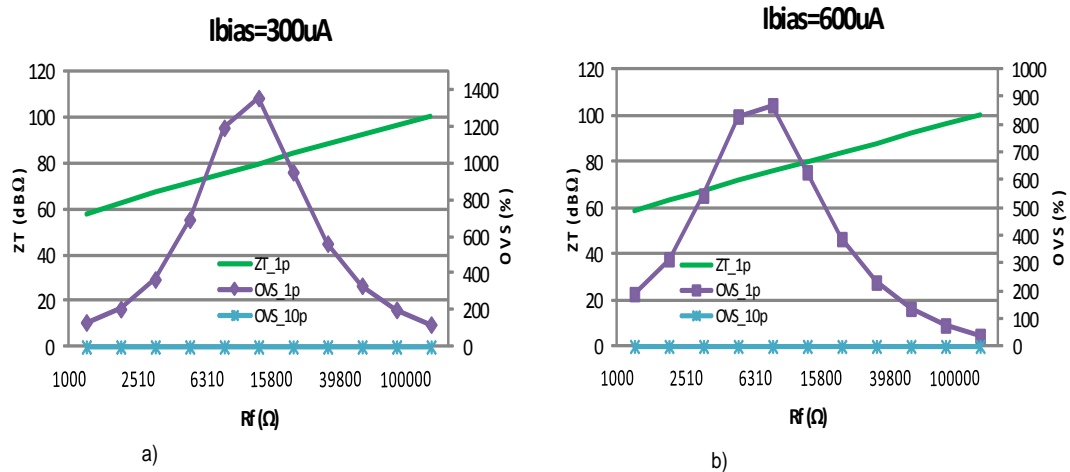
**Tabela 4. Dimensões dos transístores do amplificador *folded cascode* modificado.**

	M1	M2	M3	M4	M5	M6	M7	Ma	Ma1	Ma2	Ma3	Mb1	Mb2	Mb3
$W(\mu m)$	200	80	80	80	20	20	60	40	20	80	40	20	80	40
$L(\mu m)$	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5

#### 4.5.1 Variação da resistência de realimentação

A análise do ganho, do *overshoot*, da largura de banda e do ruído foram realizadas através da variação da resistência de realimentação de  $1k\Omega$  a  $100k\Omega$ , para valores de corrente de  $300\mu A$  e  $600\mu A$  e três valores da capacidade do fotodiodo ( $1pF$ ,  $10pF$  e  $100pF$ ).

##### 4.5.1.1 Ganho de transimpedância e *overshoot*



**Figura 62. Ganho de transimpedância e *overshoot* : a) Ibias=300uA e b) Ibias=600uA.**

A Figura 62 (a) e (b) mostra que o ganho aumenta linearmente com o aumento da resistência de realimentação. O *overshoot* em ambas figuras é elevado e apresenta um pico máximo para a capacidade de  $1pF$  e é nulo para valores de capacidade de  $10pF$  e  $100pF$ .

## 4.5.1.2 Largura de banda

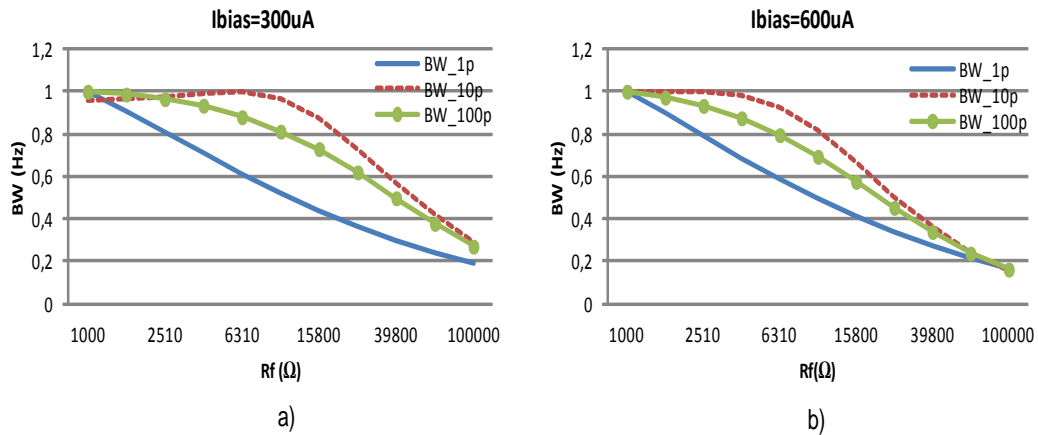


Figura 63. Largura de banda : a)  $I_{bias}=300\mu A$  e b)  $I_{bias}=600\mu A$ .

A largura de banda diminui com o aumento da resistência de realimentação e a sua amplitude é mais baixa para valores mais elevados da capacidade do fotodíodo. Na Figura 63 (a) verifica-se que para a capacidade de 10pF a largura de banda está entre 20MHz e 100MHz com um *overshoot* nulo. Quando o valor da capacidade é 100pF a largura de banda está entre 2MHz e 8MHz. Na Figura 63 (b), para a capacidade de 10pF a largura de banda está compreendida entre 20MHz e 130MHz e a capacidade de 100pF a largura de banda está compreendida entre 1MHz e 10MHz.

## 4.5.1.3 Ruído

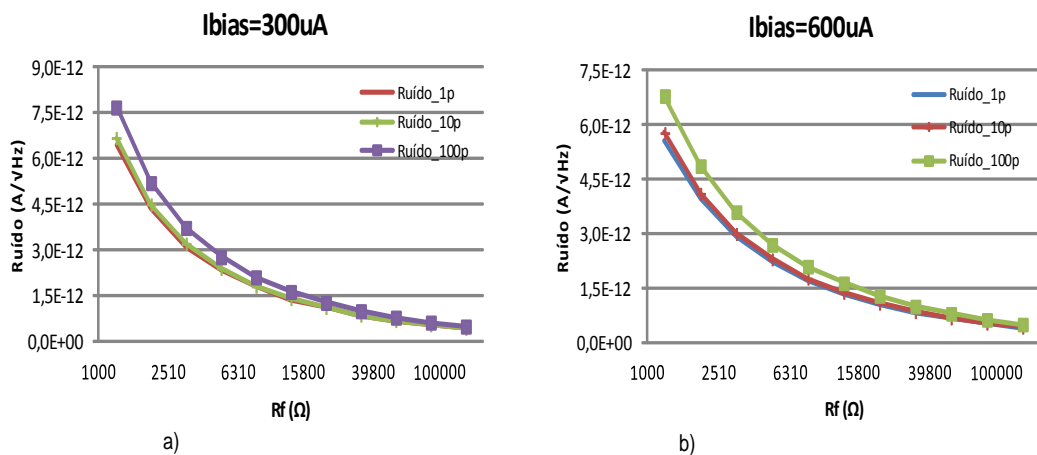


Figura 64. Ruído de corrente equivalente à entrada: a)  $I_{bias}=300\mu A$  e b)  $I_{bias}=600\mu A$ .

Como se pode observar, o ruído na Figura 64 (a) e (b) diminui com o aumento da resistência de realimentação. As curvas do ruído estão praticamente sobrepostas para as capacidades de 1pF e 10pF, e para 100pF a amplitude é moderadamente superior.



### 4.5.2 Variação da corrente de polarização

A corrente de polarização foi variada entre 40uA e 4000uA, fixando-se três valores de capacidade (1pF, 10pF e 100pF) e dois valores de resistência (1kΩ e 10kΩ).

#### 4.5.2.1 Ganho de transimpedância e overshoot

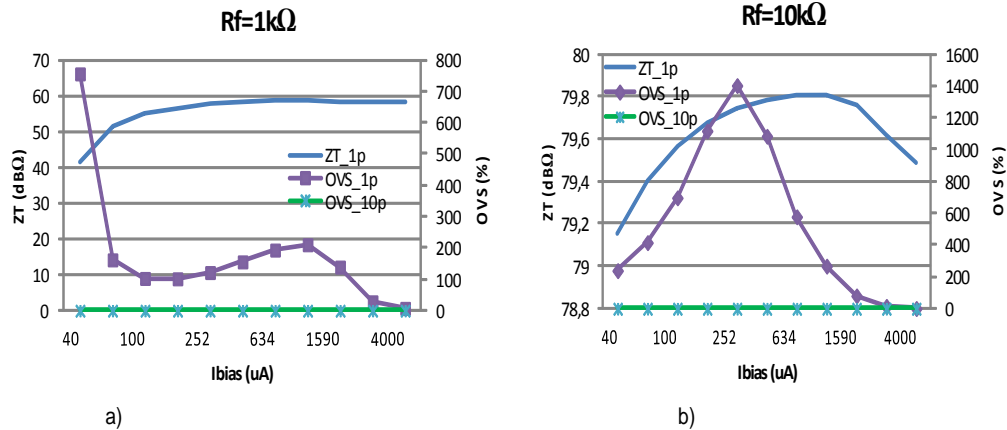


Figura 65. Ganho de transimpedância e overshoot: a) Rf=1kΩ e b) Rf=10kΩ.

A Figura 65 (a) e (b) mostra o ganho e o overshoot do amplificador. Na Figura 65 (a) observa-se que o ganho aumenta com o aumento da corrente de polarização. Para valores baixos da corrente de polarização verifica-se que o ganho está abaixo do esperado à semelhança do circuito da Figura 41, mas nesse caso o ganho está 20dBΩ abaixo. O overshoot é nulo para 10pF e 100pF. No entanto, este varia para a capacidade de 1pF e apresenta pico de mínimo e máximo.

Na Figura 65 (b) observa-se que o ganho apresenta um pico máximo. Esse comportamento também foi verificado no amplificador *folded cascode*.

#### 4.5.2.2 Largura de banda

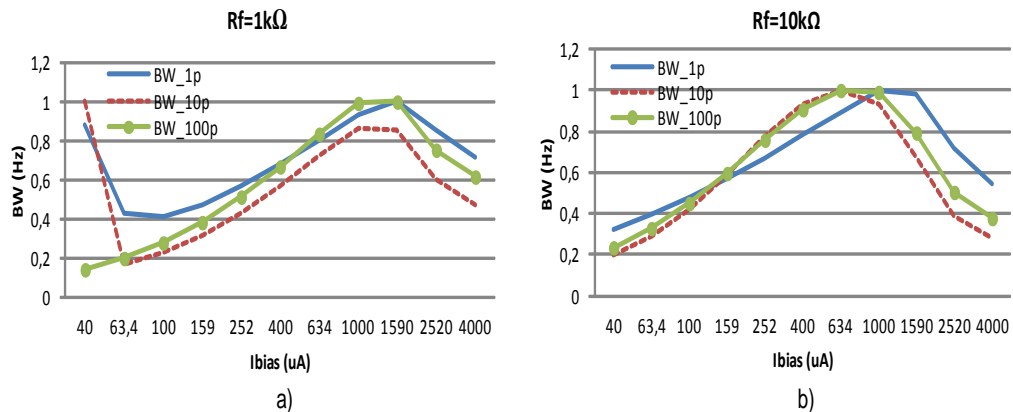


Figura 66. Largura de banda: a) Rf=1kΩ e b) Rf=10kΩ.

As curvas da largura de banda estão representadas na Figura 66 (a) e (b). Como se pode observar na Figura 66 (a) existem picos de máximo e mínimo para as capacidades de 1pF e 10pF.

Na Figura 66 (b) verifica-se que a largura de banda apresenta um pico de máximo, ou seja, a largura de banda aumenta com o aumento da corrente de polarização, mas quando o transistor M3 começa a operar na região linear a largura de banda diminui.

#### 4.5.2.3 Ruído

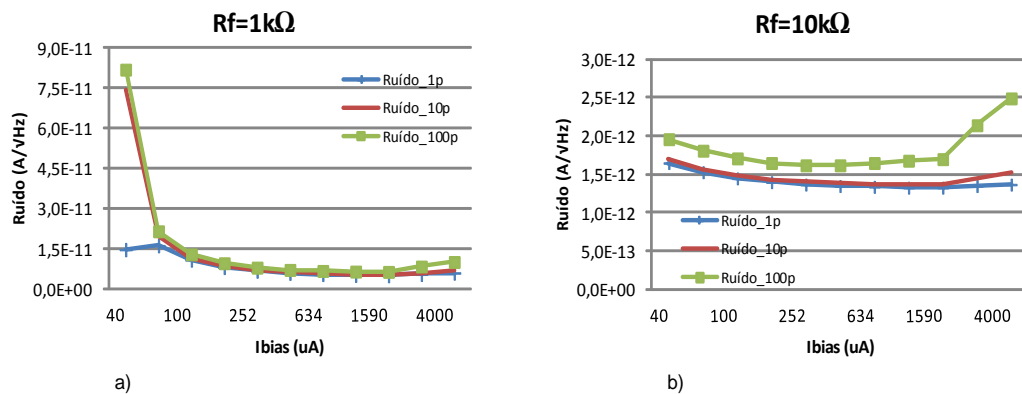


Figura 67. Ruído de corrente equivalente à entrada: a) Rf=1kΩ e b) Rf=10kΩ.

A Figura 67 (a) e (b) mostra que as curvas do ruído diminuem com o aumento da corrente. No entanto, verifica-se que para valores de corrente superiores a 1000uA o ruído tende a aumentar. Verifica-se esse aumento porque para valores de corrente superiores a 1000uA o transistor M3 funciona na região linear e a sua transcondutância diminui.

#### 4.5.3 Variação da capacidade do fotodíodo

O resultados foram obtidos através da variação da capacidade do fotodíodo numa gama de 100fF a 100pF, para três valores de corrente de polarização (80uA, 300uA e 800uA) e dois valores de resistência de realimentação (1kΩ e 10kΩ).

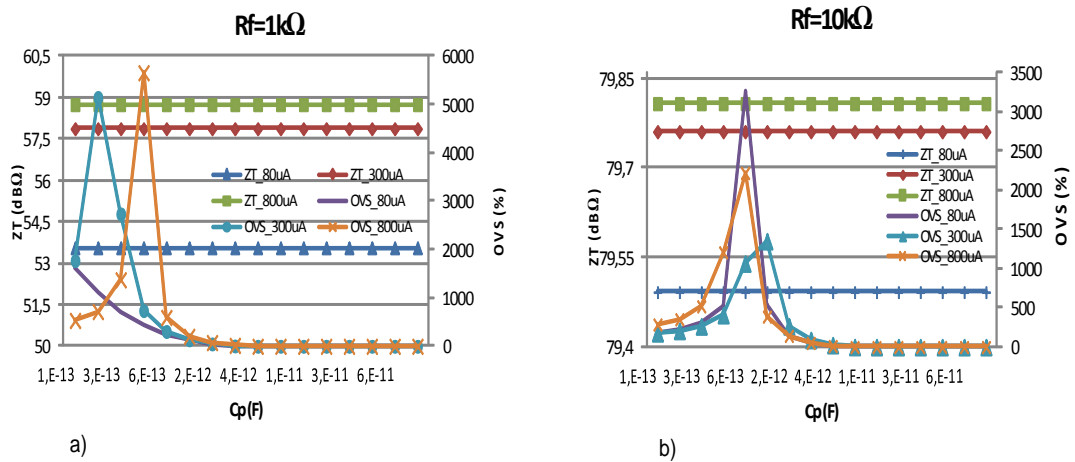
4.5.3.1 Ganho de transimpedância e *overshoot*

Figura 68. Ganho de transimpedância e *overshoot*: a)  $R_f=1k\Omega$  e b)  $R_f=10k\Omega$ .

A Figura 68 (a) e (b) ilustra as variações do ganho e do *overshoot* do amplificador. Observa-se que em ambas as figuras o ganho é constante com o aumento da capacidade do fotodíodo e que a sua amplitude varia com o valor da corrente de polarização, isto é, para valores de corrente de polarização mais elevados verificam-se que a amplitude do ganho é mais elevada.

Relativamente ao *overshoot* verificam-se que existem picos de máximo para valores da capacidade de fotodíodo mais baixos. Na Figura 68 (a) verifica-se que esses picos são mais elevados para valores de corrente mais elevados. Para valores de corrente de 80uA e 300uA verifica-se que o *overshoot* é nulo a partir de 3pF, e quando o valor da corrente é de 800uA o *overshoot* é nulo a partir de 4pF.

Na Figura 68 (b) verifica-se que os picos do *overshoot* são mais elevado para valores de corrente mais baixo contrariando o comportamento verificado na Figura 68 (a).

## 4.5.3.2 Largura de banda

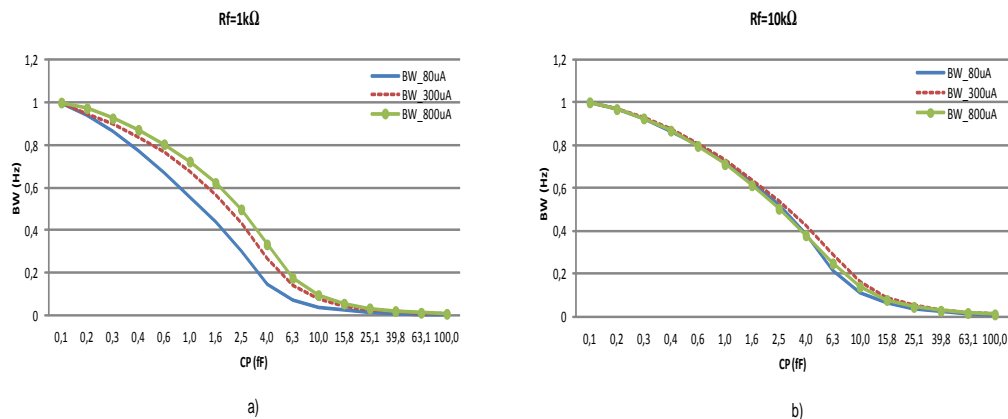


Figura 69. Largura de banda: a)  $R_f=1k\Omega$  e b)  $R_f=10k\Omega$ .

A Figura 69 (a) e (b) mostra que a largura de banda diminui com o aumento da capacidade do fotodíodo. A sua amplitude é mais elevada para valores mais elevados de corrente. Na Figura 69 (a) verifica-se que para uma capacidade de 20pF e valores de corrente de 300uA e 800uA é possível obter uma largura de banda superior a 50MHz. Na Figura 69 (b), para uma capacidade de 20pF e corrente de 300uA a largura de banda é 47MHz. Para o mesmo valor de capacidade e corrente de 800uA a largura de banda é 56MHz.

#### 4.5.3.3 Ruído

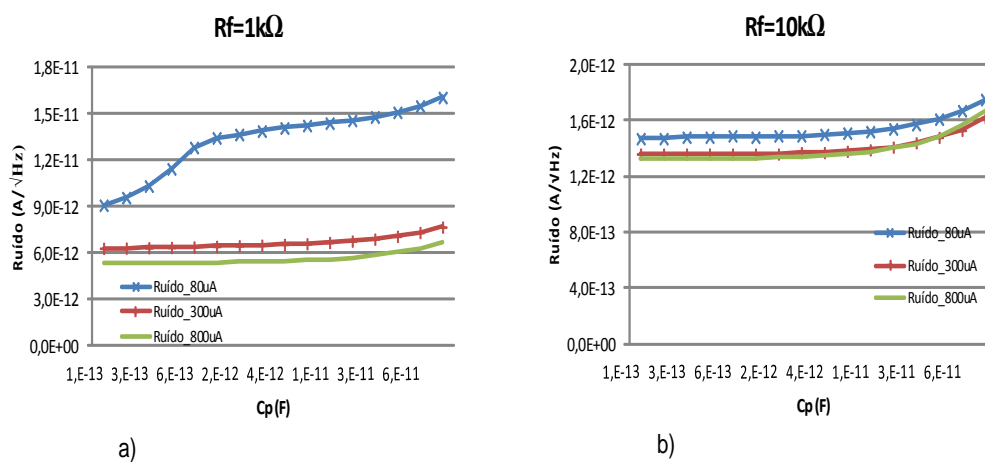


Figura 70. Ruído de corrente equivalente à entrada: a)  $R_f=1k\Omega$  e b)  $R_f=10k\Omega$ .

A Figura 70 (a) e (b) mostra as curvas de ruído do amplificador em função da capacidade do fotodíodo. Pode-se observar na Figura 70 (a) que o ruído aumenta com o aumento da capacidade do fotodíodo e para valores de correntes mais elevadas a amplitude é mais baixa. Como é evidente, para a corrente de 80uA a amplitude do ruído é mais elevada, enquanto para valores de corrente de 300uA e 800uA verifica-se que as curvas do ruído não apresentam grandes diferenças.

Na Figura 70 (b) verifica-se também um aumento do ruído com a capacidade do fotodíodo e, como a resistência de realimentação é mais elevada, observam-se menores diferenças entre as curvas, sendo que para valores de corrente de 300uA e 800uA elas estão praticamente sobrepostas.

## 4.6 Estudo comparativo

Até agora foram apresentadas quatro configurações do amplificador de transimpedância. Neste ponto será feita uma análise comparativa dessas configurações de modo a realçar os pontos fortes e fracos de cada uma delas.

**Tabela 5. Comparação dos valores obtidos quando a resistência é variada.**

Cp=10pF Ibias=250uA	<i>Cascode</i>		<i>Folded cascode</i>		Inversor CMOS com <i>folded cascode</i>		<i>Folded cascode</i> modificado	
Rf (kΩ)	1	10	1	10	1	10	1	10
$Z_T$ (dBΩ)	58,6	79,8	57,3	79,7	58,6	79,8	57,6	79,7
BW (MHz)	242	71,5	63	65	115	126	76,3	79,6
$\overline{I_{n,in}^2}$ (pA/ $\sqrt{Hz}$ )	9,5	1,6	9,9	1,5	7,9	1,5	7	1,4
Overshoot (V/V) (%)	148	15,75	0	0	0	0	0	0

Através da Tabela 5, pode-se observar que os resultados obtidos para quatro configurações do amplificador de transimpedância são diferentes, embora se verifiquem algumas semelhanças nos parâmetros de desempenho. O amplificador *cascode* é o que apresenta maior largura de banda, para valores de resistência mais baixos. No entanto, o *overshoot* é consideravelmente elevado. O amplificador *folded cascode* é o que apresenta maior ruído e menor largura de banda quando comparado com as restantes configurações. Comparando o amplificador *folded cascode* modificado com o *folded cascode*, verifica-se que o primeiro apresenta melhor desempenho de largura de banda e ruído. No geral, o amplificador que apresenta melhor desempenho é o inversor CMOS com *folded cascode*.

**Tabela 6. Comparação dos valores obtidos quando a corrente (Ibias) é variada.**

Cp=10pF Rf=10kΩ	<i>Cascode</i>		<i>Folded cascode</i>		Inversor CMOS com <i>folded cascode</i>		<i>Folded cascode</i> modificado	
Ibias (uA)	100	400	100	400	100	400	100	400
$Z_T$ (dBΩ)	79,8	79,7	79,5	79,8	79,8	79,8	79,6	79,8
BW (MHz)	68	63	32,9	76,2	119	111,9	43	95,7
$\overline{I_{n,in}^2}$ (pA/ $\sqrt{Hz}$ )	1,7	1,6	1,7	1,5	1,6	1,5	1,6	1,5
Overshoot (V/V)(%)	66,8	0,6	0	0	0	0	0	0

Relativamente à Tabela 6, constata-se que todos os amplificadores apresentam valores de ganho muito semelhantes. Em termos de largura de banda o inversor CMOS com *folded cascode* é o que apresenta melhor desempenho. Quanto ao ruído verifica-se que não existem grandes diferenças entre as configurações. O amplificador *cascode*, embora apresente maior largura de banda que o *folded cascode* e o *folded cascode* modificado para a corrente de 100uA, verifica-se que o seu *overshoot* é muito elevado. O seu *overshoot* está mais próximo do das outras configurações apresentadas quando o valor de corrente é 400uA.

Tabela 7. Comparação dos valores obtidos quando a capacidade é variada.

Rf=10kΩ Ibias=250uA	<i>Cascode</i>		<i>Folded cascode</i>		Inversor CMOS <i>folded cascode</i>		<i>Folded cascode</i> modificado	
Cp (pF)	10	100	10	100	10	100	10	100
$Z_T$ (dB)	79,8	79,8	79,7	79,7	79,8	79,8	79,7	79,7
BW (MHz)	242	6,5	65	4,9	126	9	79,6	5,6
$\overline{I_{n,tn}^2}$ (pA/ $\sqrt{Hz}$ )	1,6	1,8	1,5	1,7	1,4	2	1,4	1,6
<i>Overshoot</i> (V/V)(%)	15,75	0	0	0	0	0	0	0

Através da Tabela 7 verifica-se que em termos de largura de banda, o inversor CMOS com *folded cascode* é o que apresenta melhor desempenho. No entanto, o seu desempenho em termos de ruído é o mais baixo quando o valor da capacidade é mais elevado. Relativamente ao *overshoot* constata-se que para uma capacidade de 10pF o amplificador *cascode* é o que apresenta pior resultado, embora a sua largura de banda seja a mais elevada.

Tabela 8. Resultados comparativos

	[41]	[42]	[43]	<i>Cascode</i>	<i>Folded cascode</i>	Inversor CMOS com <i>folded cascode</i>	<i>Folded cascode</i> modificado
VDD (Volt)	3	3,3	3,3	3,3	3,3	3,3	3,3
CPD (pF)	5	5	0,5	1	5	5	5
Potência (mW)	30	25	77,9	9,2	5,33	10,58	4,73
ZT (dBΩ)	90,4	95,9	80,5	79,7	75,1	75,3	75,2
BW (MHz)	210	220	950	156,5	174,5	294	225,7

A tabela 8 mostra o estudo comparativo entre os circuitos estudados e algumas publicações. Como se pode observar em [41, 42] o ganho mais elevado. Em [43] a largura de banda é maior pois capacidade do fotodíodo é mais baixa e também é usada uma bobina em série à entrada do amplificador. O *cascode* é das configurações testadas a que apresenta maior *overshoot*. Por essa razão, colocou-se um condensador em paralelo com a resistência de realimentação de modo a torná-lo mais estável e assim chegou-se aos resultados representados na tabela 8 para esta configuração. Relativamente ao consumo, o *folded cascode* modificado é a configuração que apresenta melhor desempenho e dessa tabela pode-se concluir que os circuitos estudados apresentam melhor desempenho em termos de consumo.

#### 4.7 Conclusão

Relativamente aos circuitos estudados, variando a resistência de realimentação, a corrente de polarização e a capacidade do fotodíodo, verificou-se que o amplificador *cascode* é o que apresenta melhor desempenho em termos de ganho. No entanto, o seu *overshoot* é muito elevado e só atinge níveis baixos para valores de corrente elevados e capacidades também elevadas. Sendo assim, o uso de capacidades mais elevadas diminui a largura de banda e o aumento da corrente aumenta o consumo de potência do amplificador. Os amplificadores *folded cascode* e *folded cascode* modificado apresentam um desempenho muito aproximado. O amplificador que se destaca é o inversor CMOS com *folded cascode* que no geral apresenta melhor desempenho e o seu ganho é equiparado ao do amplificador *cascode*.





## 5 Conclusões

O trabalho descrito nesta dissertação teve como objetivo o desenho de amplificadores de transimpedância para sistemas de recepção óticos. Foram desenhadas quatro configurações do amplificador de transimpedância de modo a estudar o comportamento de cada uma e verificar a que apresenta, no geral, melhor desempenho. Esses circuitos usam a realimentação de forma a satisfazer o compromisso entre a largura de banda e o ruído sem, no entanto, recorrer às técnicas de aumento da largura de banda para superar as limitações dos dispositivos CMOS. O uso dessas técnicas, para além de trazerem maior complexidade, impõem algumas limitações nas dimensões dos circuitos integrados, o que deve ser um aspeto a considerar. Sendo assim, a escolha da topologia de desenho baseou-se na satisfação dos compromissos entre o ganho, a largura de banda e o consumo de potência na implementação de um circuito com área reduzida. Um dos fatores limitativos da largura de banda de amplificadores com andar de entrada em fonte comum é o efeito da capacidade de Miller, daí a motivação para o uso de configurações baseadas em *cascode* e *folded cascode*.

### 5.1 Linhas de investigação futuras

Como em qualquer trabalho é sempre possível melhorar o desempenho destes tipo de amplificadores. As perspetivas de continuidade deste trabalho estão direcionadas principalmente para:

- O desenho do *layout* das configurações que apresentem melhor desempenho.
- A análise do comportamento dos circuitos quando são variadas as dimensões dos transístores, de modo a otimizar o desempenho dos amplificadores.
- A implementação de uma resistência controlada por tensão para ser usada na malha de realimentação, de modo a reduzir a área do circuito integrado, visto que a resistência ocupa uma área significativa.
- Verificar o comportamento do amplificador em função da variação da temperatura, já que os pontos DC, o ruído e a potência consumida variam com a temperatura.
- Verificar as implicações da variação da alimentação no ganho e largura de banda, e impor um limite máximo e mínimo de variação.

- Verificar o comportamento dos circuitos com as variações dos parâmetros de fabrico, nomeadamente a de pior consumo de potência (*wp- worst power*) e de pior condição de velocidade (*ws-worst speed*)
- Melhorar a estabilidade dos amplificadores, reduzindo a ocorrência de picos em altas frequências, também conhecidos como *overshoot*, inserindo uma capacidade em paralelo com o circuito de realimentação.

**Referências bibliográficas**

- [1] Y. Zhang, P. Chowdhury, M. Tornatore, and B. Mukherjee, “Energy Efficiency in Telecom Optical Networks”, IEEE Communications surveys and tutorials, Vol. 12, No. 4, Abril 2010.
- [2] C. Lange, D. Kosiankowski, C. Gerlach, F.-J. Westphal, and A. Gladisch, “Energy consumption of telecommunication networks”, European Conference on Optical Communication, Setembro 2009.
- [3] C. Lange, D. Kosiankowski, R. Weidmann, and A. Gladisch, “Energy Consumption of Telecommunication Networks and Related Improvement Options”, IEEE Journal of selected topics in quantum electronics, Vol. 17, No. 2, Março/Abril 2011.
- [4] G.P. Agrawal, “Fiber-Optic Communication Systems”, Wiley-Interscience, 2nd Edition, 1997.
- [5] J.R. Barry, “Wireless Infrared Communications”, The Springer International Series in Engineering and Computer Science, Vol. 280, 1994.
- [6] E. Sackinger, “Broadband circuits for optical fiber communication”, John Wiley and Sons, Hoboken, 2005.
- [7] K.-C. Wang, “High-Speed Circuits for Lightwave Communications”, Selected Topics in Electronics and Systems, Vol. 13, 2002.
- [8] E. Vittoz, “Micropower IC”, In IEEE European Solid-State Circuits Conference, Vol. 2, Setembro 1980.
- [9] E. Vittoz, “Low Power Design: Ways to Approach the Limits”, In IEEE European Solid-State Circuits Conference, Vol. 2, Setembro 1980.
- [10] C. C. Enz and E. Vittoz, “CMOS Low-power circuit design”, Designing Low Power Digital Systems, Emerging Technologies, 1996.
- [11] K. Bult, “ Analog design in deep sub-micron CMOS”, In proceedings of the 26th European Solid-State Circuits Conference, 2000. ESSCIRC’00, Setembro 2000.
- [12] A.-J. Annema, N. Bram, R. Langevelde, and H. Tuinhout, “Analog Circuits in Ultra-Deep-Submicron CMOS”, IEEE Journal of solid-state circuits, Vol. 40, No. 1, Janeiro 2005.
- [13] J.-Y. Dupuy et al, “InP DHBT Transimpedance Amplifiers with Automatic Offset Compensation for 100 Gbit/s Optical Communications”, In Proceedings of the 5th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 2010.

- [14] Halkias, et al, “ Transimpedance amplifier design and performance for high bi rate optical fiber local loop networks”, Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium, 1992. Technical Digest 1992, 14th Annual IEEE, Outubro 1992.
- [15] C.-W. Kuo, C.-C. Hsiao, S.-C. Yang and Y.-J. Chan, “2 Gbit/s transimpedance amplifier fabricated by 0.35 $\mu$ m CMOS technologies”, Electron Letters, Vol. 37, Setembro 2001.
- [16] C. Hermans, F. Tavernier, and M. Steyaert, “A Gigabit Optical Receiver with Monolithically Integrated Photodiode in 0.18 $\mu$ m CMOS”, Proceedings of the IEEE European Solid-State Circuits Conference, Montreux, Switzerland, Setembro 2006.
- [17] H. D. Dammak, S. Bensalem, S. Zouari, and M. Loulou, “ Design of Folded Cascode OTA in Different Regions of Operation through gm/ID Methodology”, World Academy of Science, Engineering and Technology, Vol. 45, 2008.
- [18] R. G. Smith and S. D. Personick, “Receiver design for optical fiber communication systems,” in Semiconductor Devices for Optical Communication. New York: Springer, 1980.
- [19] A. A. Abidi, “Gigahertz transresistance amplifiers in fine line nMOS”, IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-19, Dezembro 1984.
- [20] T. Nakahara, H. , K. Tateno, N. Ishihara, and C. Amano, “High-sensitivity 1-Gb/s CMOS receiver integrated with a III–V photodiode by wafer-bonding”, presented at the LEOS 2000 Spring Meeting.
- [21] M. Ingels, G. Van Der Plas, J. Crols, and M. Steyaert, “A CMOS 18-THz $\Omega$  240-Mb/s transimpedance amplifier and 155-Mb/s LED driver for low-cost optical fiber links,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 29, Dezembro 1994.
- [22] S.M. Park, and H. Yoo, “1.25-Gb/s Regulated Cascode CMOS Transimpedance Amplifier for Gigabit Ethernet Application”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 39, 2004.
- [23] L.N. Alves, “Estudo e Implementação de Amplificadores em Modo de Corrente com Grande Produto Ganho Largura de Banda”, Tese de Doutorado, Departamento de Electrónica e Telecomunicações, Universidade de Aveiro, 2008.
- [24] E. Pillai and J. Weiss, “Novel T-coil structure and implementation in a 6.4-Gb/s CMOS receiver to meet return loss specifications”, ECTC’07. 57th Electronic components and Technology Conference, Proceedings, 2007.

- [25] L. Selmi, D. B. Estreich, and B Riccbó, “Small-Signal MMIC Amplifiers with Bridged T-Coil Matching Networks”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 27, no 7, Julho 2004.
- [26] Y.-H. Oh, and S.-G. Lee, “An inductance enhancement technique and its application to a shunt-peaked 2.5Gb/s transimpedance amplifier design”, IEEE Trans. Circuits and Systems II, Vol. 51, pag. 624-628, Novembro 2004.
- [27] C.-H. Wu, C.-H. Lee, W.-S. Chen, and S.-I. Liu, “CMOS Wideband Amplifiers Using Multiple Inductive-Series Peaking Technique”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 40, no. 2, Fevereiro 2005
- [28] H. Bode, “Network Analysis and Feedback Amplifier Design”, D. Van Nostrand Company Inc., 1945.
- [29] C. Toumazou and S.M. Park, “Wideband low noise CMOS transimpedance amplifier for gigaHertz operation”, Electronics Letters, Vol. 32, pag. 1194-1196, 1996.
- [30] T. Vanisri and C. Toumazou, “On the design of low noise current-mode optical preamplifier,”J. Analog Inregrated Circuits Signal Process, Vol. 2, no. 3, Setembro. 1992.
- [31] T. Vanisri and C. Toumazou, “On the Design of Low-Noise Current-Mode Optical Preamplifiers” Kluwer Academic Publishers, pag.179-195, Abril 1992.
- [32] Y. P. Tsividis, “Operation and Modeling of the MOS Transistor”, New York: McGraw-Hill, 1987.
- [33] H. Shichman and D. A. Hodges, “Modeling and Simulation of Insulated-Gate-Field-Effect Transistor Switching Circuits”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-3, No. 3, pag. 285–288, Setembro 1968.
- [34] N. H. E. Weste and K. Eshraghian, “Principles of CMOS VLSI Design: A Systems Perspective, Second Edition”, Addison-Wesley Publishing Company, 1993.
- [35] A. S. Sedra and K.C. Smith, “Microelectronic Circuits”, Oxford University Press, 4th Edition, 1998.
- [36] Paul R. Gray, Robert G.Meyer, “Analysis and Design of Analog Integrated Circuits” University of California, Berkeley, 3th Edition, 1992.
- [37] G. Palumbo, S. Pennisi, “Feedback Amplifiers Theory and Design”, Kluwer Acedemic Publishers, 2003.
- [38] Solomon Rosenstark, “A Simplified Method of Feedback Amplifier Analysis”, IEEE Transaction on Education, vol.17, nº 4, Novembro 1974.

- [39] B. Razavi, “Design of Analog CMOS Integrated Circuits”, McGraw-Hill Published, ISBN 0-07-238032-2, Setembro, 2001.
- [40] P.E. Allen, and D.R. Holberg, “CMOS Analog Circuit Design”, Brace Jovanovich College Publishers, Outubro, 2003.
- [41] B. Zand, K. Phang, and D. A. Johns, “A transimpedance amplifier with DC-coupled differential photodiode current sensing for wireless optical communications”, in Proc. IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC), pp. 21-3-1-4, 2001.
- [42] R. Y. Chen, Z.-Yi Yang, M.-Jen Chang, “A CMOS Optical Receiver for Optoelectronic Integrated Circuits”, in Next-Generation Electronics (ISNE), 2010 International Symposium, pp. 120 - 123, Novembro 2010.
- [43] Hui Xu, Jun Feng, “A 1.25Gb/s High Gain, Wide Dynamic Range Preamplifier in 0.35 $\mu$ m CMOS”, in Electric Information and Control Engineering (ICEICE), 2011 International Conference, pp. 965 - 968, Abril 2011.

## Anexo A

### Análise de ruído

Para ilustrar como determinar o ruído equivalente de entrada, considere-se o circuito esquemático da Figura A-1:

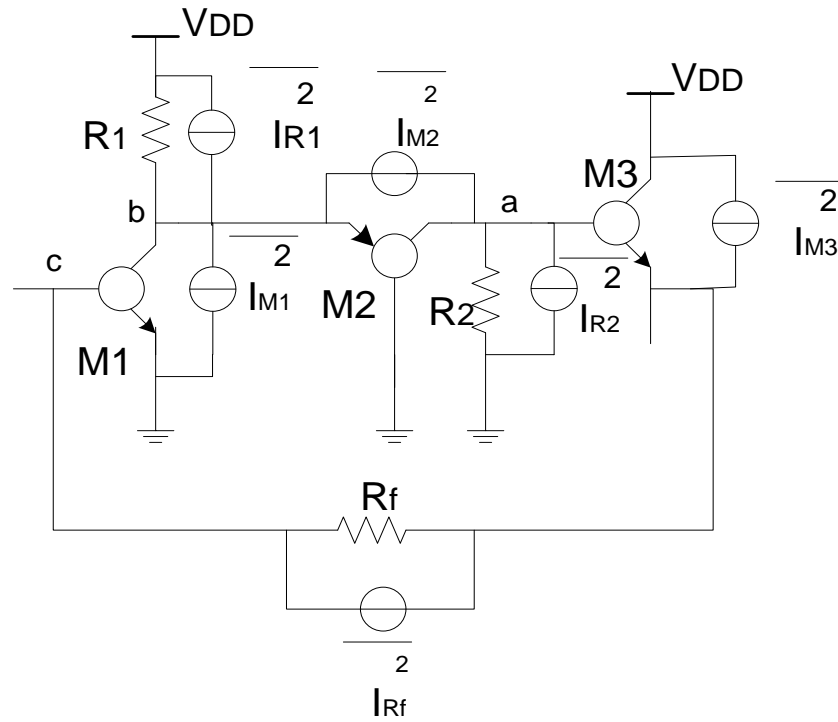


Figura A-1. Esquema do amplificador de transimpedância com inserção do ruído.

A densidade espectral do ruído de corrente equivalente do amplificador de transimpedância pode ser determinada através do diagrama do circuito ilustrado na Figura A-1. Nesta análise procederemos de acordo com o critério de análise descrito a seguir. Começa-se por identificar as fontes de ruído e determinar a contribuição do ruído de cada uma delas. Seguindo esse raciocínio, a densidade espectral de potência do ruído térmico de corrente de uma resistência é dado por:

$$\overline{I_{n,R_s}^2} = \frac{4kT}{R_s}, \quad \overline{I_{n,R_1}^2} = \frac{4kT}{R_1}, \quad \overline{I_{n,R_2}^2} = \frac{4kT}{R_2} \quad \text{e} \quad \overline{I_{n,R_f}^2} = \frac{4kT}{R_f} \quad (\text{A1})$$

e, a densidade espectral de potência do ruído da corrente do dreno dos três transístores são dados por:

$$\overline{I_{n,M1}^2} = 4kT\gamma g_{m1}, \quad \overline{I_{n,M2}^2} = 4kT\gamma g_{m2} \quad \text{e} \quad \overline{I_{n,M3}^2} = 4kT\gamma g_{m3} \quad (\text{A2})$$

onde  $k$  é a constante de Boltzman,  $T$  é a temperatura absoluta,  $\gamma$  é um parâmetro dependente do comprimento do canal do MOSFET e  $g_{mi}$  é a transcondutância do dispositivo  $i$ .

No nó **a**, a densidade espectral da tensão de ruído é dada pela seguinte expressão:

$$\overline{v_{n,a}^2} = \frac{4kT\gamma}{g_{m3}} + \frac{4kT}{R_f g_{m3}^2} + \frac{4kT}{R_L g_{m3}^2} + 4kTR_2 \quad (A3)$$

onde,  $\overline{v_{n,a}^2}$  é densidade de potência do ruído de tensão equivalente à entrada do transístor M3.

$$\overline{I_{n,b}^2} = \frac{4kT}{R_1} + \overline{v_{n,a}^2} \times \left[ \frac{1}{R_2^2} + (2\pi f)^2 (C_{gs2} + C_{gs3} + C_{gd3})^2 \right] \quad (A4)$$

onde  $\overline{I_{n,b}^2}$  é composto pela corrente de ruído que flui através da transístor M2 e a que atravessa a resistência  $R_1$ .

No nó **b**,  $\overline{v_{n,b}^2}$  é a potência de ruído de tensão, ou seja, no dreno de M1.

$$\begin{aligned} \overline{v_{n,b}^2} = \frac{\overline{I_{n,b}^2}}{g_{m2}^2} = \frac{1}{g_{m2}^2} \left[ \frac{4kT}{R_1} + \left[ \frac{4kT\gamma}{g_{m3}} + \frac{4kT}{R_f g_{m3}^2} + \frac{4kT}{R_L g_{m3}^2} + 4kTR_2 \right] \right. \\ \left. \times \left[ \frac{1}{R_2^2} + (2\pi f)^2 (C_{gs2} + C_{gs3} + C_{gd3})^2 \right] \right] \end{aligned} \quad (A5)$$

A densidade espectral do ruído de tensão equivalente à entrada no nó **c** é dada por

$$\overline{v_{n,c}^2} = \frac{4kT\gamma}{g_{m1}} + \overline{v_{n,b}^2} \times \left[ \frac{1}{R_1^2} + \frac{1}{R_f^2} + (2\pi f)^2 (C_{gd1} + C_{gs1} + C_{gd2} + C_{ds1})^2 \right] \frac{1}{g_{m1}^2} \quad (A6)$$

Finalmente, o ruído de corrente equivalente à entrada do amplificador, ou seja, na porta de M1 é dado por:

$$\overline{I_{n,in}^2} = \frac{4kT}{R_s} + \frac{4kT}{R_f} + \overline{v_{n,c}^2} \times \left[ \frac{1}{R_1^2} + (2\pi f)^2 (C_{PD} + C_{gs1} + C_{gd1})^2 \right] \quad (A7)$$



## Anexo B

### Análise de consumo em circuitos analógicos

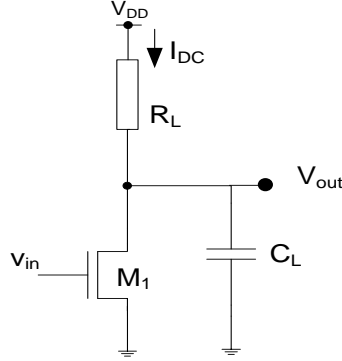


Figura B-1. Amplificador em fonte comum

Como se sabe, uma das principais fontes de ruído nos transístores é o ruído térmico. Num transístor MOS, o ruído de corrente é normalmente determinado pela transcondutância da seguinte forma:

$$I_{n,M1}^2 = 4kT\gamma g_{m1}B_n \quad (\text{B1})$$

onde  $\gamma$  é o fator de ruído cujo valor é  $2/3$  para dispositivos MOS de canal longo e, entre 1.5 e 2, para dispositivos de dimensões inferiores a  $100\mu m$  [39] e  $B_n$  é a largura de banda do ruído. Como o ruído de corrente do dreno é geralmente dominante, as contribuições das restantes fontes de ruído são negligenciadas. O ruído de tensão à saída,  $V_n$  será portanto  $V_n^2 = R_{out}^2 I_{n,M1}^2$ . Assumindo que o sinal de saída pico-à-pico é  $V_{pp}$ , o sinal de tensão à saída,  $V_{signal}$  será  $V_{signal} = V_{pp}/2\sqrt{2}$ . Deste modo, pode-se escrever a expressão da SNR, como:

$$\begin{aligned} SNR &= \frac{V_s^2}{V_n^2} = \frac{V_{signal}^2}{32kT\gamma g_{m1}R_{out}^2 B_n} \\ &= \frac{V_{signal}^2 \cdot g_{m1}}{32kT\gamma A_v^2 B_n} \end{aligned} \quad (\text{B2})$$

onde  $A_v = g_{m1}R_{out}$  é o ganho de tensão. Da equação anterior, pode-se determinar a transcondutância para uma determinada relação sinal ruído, SNR:

$$g_{m1} = \frac{32kT\gamma A_v^2 B_n}{V_{signal}^2} SNR \quad (B3)$$

Nos dispositivos ativos MOS a transcondutância varia com a tensão  $V_{GS}$  e a corrente de polarização,  $I_D$ , da seguinte forma:

$$g_m = \frac{I_D}{V_{eff}} \quad (B4)$$

onde  $V_{eff} \approx (V_{GS} - V_{TH})$ ,  $V_{GS}$  é a tensão entre a porta e a fonte e  $V_{TH}$  é a tensão de limiar. Portanto, usando a corrente de polarização juntamente com a tensão de alimentação, tem-se que a mínima potência consumida para uma dada SNR é então:

$$P = I_D V_{pp} = 32kT\gamma A_v^2 B_n \frac{V_{eff}}{V_{signal}} SNR \quad (B5)$$

Tal com é apresentado na Figura B-1, os amplificadores quase sempre incorporam uma capacidade de carga. Assumindo que o circuito da Figura B-1 tem uma capacidade de carga,  $C_L$ , em paralelo com a resistência de saída  $R_{out}$ , tem-se uma largura de banda do ruído  $B_n = 1/4R_{out}C_L$ . Substituindo essa expressão na equação B2 obtém-se:

$$\begin{aligned} SNR &= \frac{V_{pp}^2 \cdot g_{m1} 4R_{out} C_L}{32kT\gamma A_v^2} \\ &= \frac{V_{pp}^2 \cdot C_L}{8kT\gamma A_v} \end{aligned} \quad (B6)$$

Assim, pode-se determinar a capacidade de carga para uma SNR pretendida:

$$C_L = \frac{8kT\gamma A_v}{V_{pp}^2} SNR \quad (B7)$$

Deve-se também considerar a velocidade necessária de modo a estimar o consumo de potência. Com a largura de banda  $B_w = 1/2\pi R_{out} C_L$ , pode-se estimar o  $g_m$  necessário como:

$$g_{m1} = 2\pi C_L A_v B_w = \frac{16\pi kT\gamma A_v^2 B_w}{V_{pp}^2} SNR \quad (B8)$$

Esta equação não traduz o comportamento dos circuitos reais uma vez que se partiu do pressuposto de que a máxima tensão de saída era igual ao valor da tensão de alimentação. Tendo em conta as especificações para um circuito real, a potência consumida pode então ser reescrita da seguinte forma:

$$P = \frac{32kT\gamma A_v^2 B_n}{\eta_v \cdot \eta_i} \cdot \frac{V_{eff}}{V_{signal}} SNR \quad (B9)$$

pelo que, a potência vai ser definida pela eficiência de tensão  $\eta_V = V_{\text{sin}}/V_{DD}$  e pela eficiência de corrente  $\eta_i = I_D/(I_D + I_b)$ , onde  $I_b$  é a corrente consumida pelo circuito de polarização para alimentar o transistor.



## Anexo C

### O Efeito de Miller

Uma das questões a considerar quando se comparam as três topologias da Figura 25 é o efeito da capacidade de Miller. A Figura C-1 mostra o modelo equivalente para pequenos sinais da configuração em fonte comum. A capacidade porta-dreno  $C_{gd}$ , conhecida como a capacidade de Miller, está ligada entre a entrada e a saída. Esta capacidade é formada como o resultado da sobreposição entre a porta e o dreno provocada pela difusão lateral do dreno debaixo da porta. Para dispositivos de canal curto, essa capacidade de sobreposição é significativa em comparação com outras capacidades parasitas e é importante considerar.

O teorema de Miller permite que essa capacidade possa ser colocada à entrada e à saída. Tal como mostra o exemplo da Figura C-2. A admitância em série está ligada entre dois pontos com um ganho de tensão conhecido,  $K$ . De modo a substituir a admitância em série por duas admitâncias, uma à entrada e outra à saída, as correntes  $I_1$  e  $I_2$  devem permanecer constantes durante a transformação.

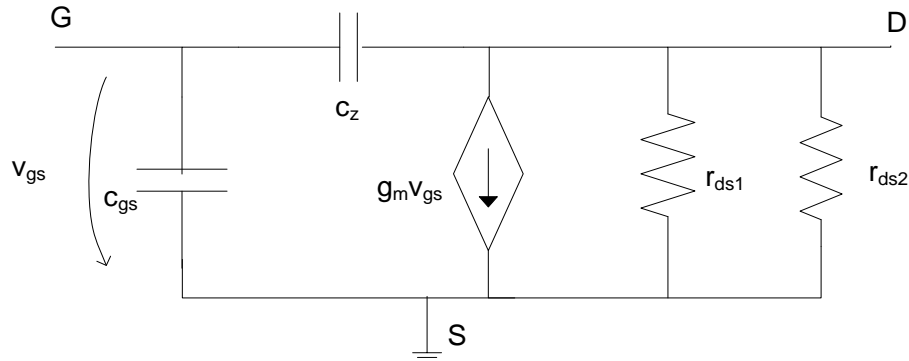


Figura C-1. Modelo para pequenos sinais do amplificador em fonte comum com fonte de corrente.

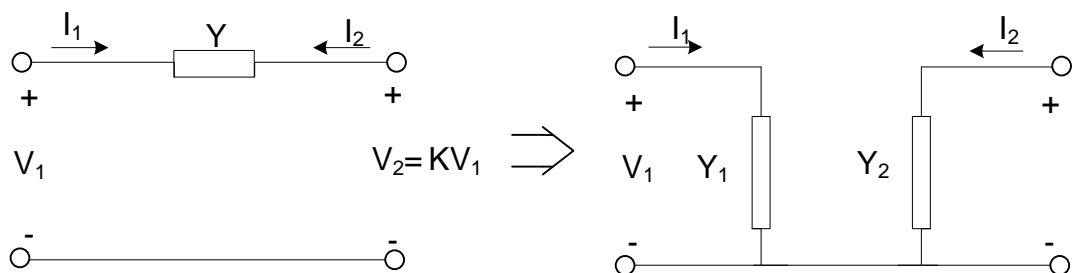


Figura C-2. Teorema de Miller.

No primeiro diagrama com a admitância em série, pode-se escrever as seguintes equações para as correntes  $I_1$  e  $I_2$ .

$$I_1 = (V_1 - V_1 K)Y = V_1(1 - K)Y \quad (C1)$$

$$I_2 = (V_1 K - V_1)Y = V_1(K - 1)Y \quad (C2)$$

Podemos equacionar essas correntes às correntes do segundo diagrama.

$$I_1 = V_1 Y_1 = V_1(1 - K)Y$$

$$I_2 = K V_1 Y_2 = V_1(K - 1)Y$$

As admitâncias podem agora ser determinada e são mostradas abaixo.

$$Y_1 = (1 - K)Y \quad (C3)$$

$$Y_2 = \left(1 - \frac{1}{K}\right)Y \quad (C4)$$

Este é um resultado interessante pois mostra claramente que se o ganho aumenta, a capacidade de entrada do amplificador também aumenta. Isso reduz a magnitude do pólo de entrada o que reduz a largura de banda do amplificador.

## Anexo D

### Análise dos amplificadores de transimpedância

Através do método de Rosenstark e das técnicas de análise de circuitos pode-se determinar o ganho dos amplificadores. Vão-se aqui representar alguns blocos de circuito e as respectivas equações que vão servir de auxílio para o cálculo do ganho de transimpedância.

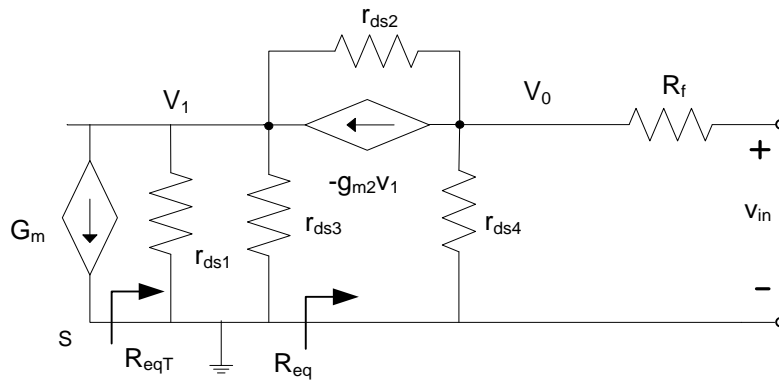


Figura D-1. Circuito para cálculos auxiliares.

Dividindo este circuito em sub-circuitos como mostra a Figura D-2, determina-se o ganho de tensão e a resistência equivalente.

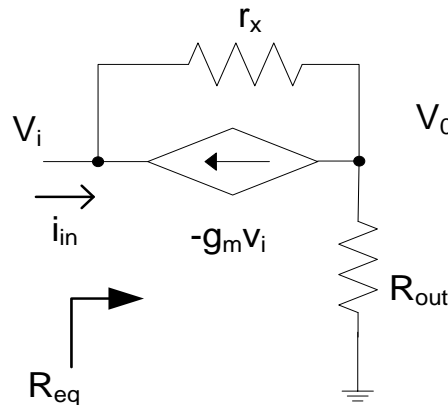


Figura D-2. Circuito para cálculos auxiliares.

A partir desse circuito pode-se escrever a seguinte equação:

$$\frac{V_0 - V_i}{r_x} - g_m V_i = -\frac{V_0}{R_{out}} \quad (D1)$$

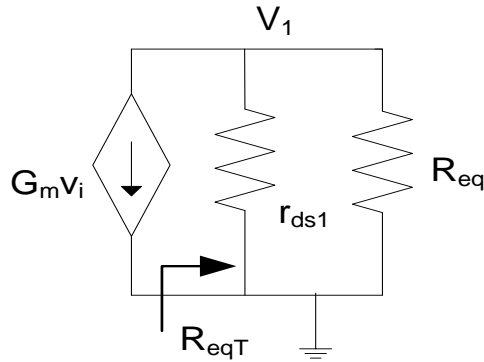
Resolvendo essa equação em ordem a  $V_0$ , obtém-se a seguinte equação:

$$A_{vi0} = \frac{V_0}{V_i} = \frac{r_x // R_{out}}{\frac{1}{g_m} // r_x} \quad (D2)$$

A resistência equivalente pode ser determinada como se segue:

$$R_{eq} = \frac{V_i}{i_{in}} = \frac{V_i}{\left(\frac{V_0}{R_{out}}\right)} = \frac{1}{\frac{1}{R_{out}} \frac{V_0}{V_i}} = \frac{R_{out}}{A_{vi0}} \quad (D3)$$

A partir do circuito da Figura D-3 pode-se determinar o ganho  $V_1/V_i$



**Figura D-3. Circuito para cálculos auxiliares.**

$$R_{eqT} = r_{ds1} // R_{eq} \quad (D4)$$

$$\frac{V_1}{R_{eqT}} = -G_m V_i \quad (D5)$$

Sendo assim o ganho é dado pela seguinte expressão:

$$\frac{V_1}{V_i} = -G_m R_{eqT} \quad (D6)$$

O ganho total desse circuito é dado por:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{V_1}{V_i} \times \frac{V_0}{V_1} = -G_m R_{eqT} \times A_{vi0} \quad (D7)$$



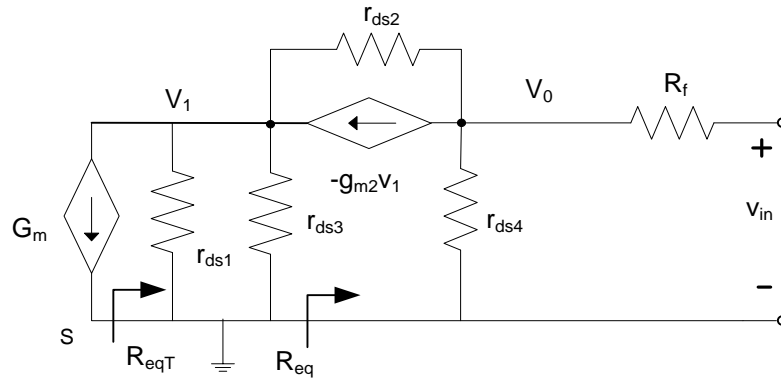
Com base nesses cálculos pode-se determinar o ganho de transimpedância circuitos referidos abaixo.

### ***Folded cascode e inversor CMOS com folded cascode***

As configurações *folded cascode* e inversor CMOS, são análogas e por isso, pode-se usar o mesmo cálculo na análise das duas configurações. No *folded cascode*  $G_m = g_{m1}$  e no inversor CMOS com *folded cascode*  $G_m = g_{m1} + g_{m3}$ .

#### **Razão de retorno, T:**

A razão de retorno pode ser obtida a partir do circuito da Figura D-4, onde a entrada é um circuito aberto, e portanto a corrente é nula.



**Figura D-4.**Circuito para o cálculo da razão de retorno.

Com  $R_{out} = R_f // r_{ds4}$ , a resistência equivalente é obtida a partir da equação (D3) e a resistência equivalente total pode ser obtida da anterior a partir da equação (D4). A razão de retorno é obtida a partir das equações (D6) e (D7).

$$T = -V_0 = G_m R_{eqT} \times A_{v10} \quad (D8)$$

#### **Ganho assintótico, $G_\infty$ :**

O ganho assintótico é dado pela relação  $V_0/I_s$  quando o parâmetro de controle (a transcondutância  $G_m$ ) tende para infinito. Mas, como esse parâmetro deve permanecer finito, a fonte de tensão independente deve ser anulada.

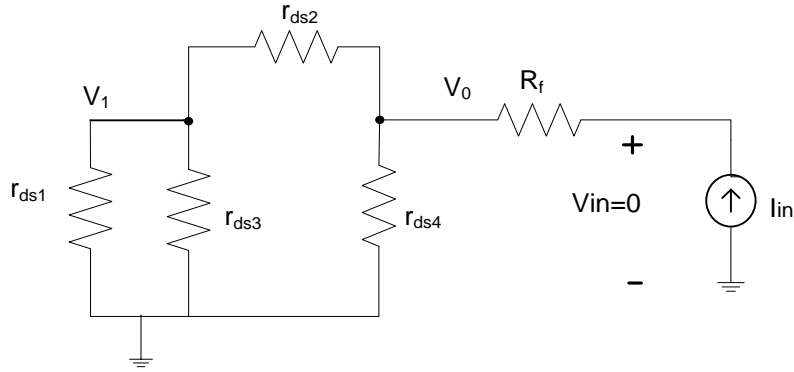


Figura D-5. Circuito para o cálculo do ganho assintótico.

Como a tensão  $V_{in}$  é nula e a corrente que atravessa a resistência  $R_f$  é  $I_{in}$  então o ganho assintótico é dado por:

$$G_{\infty} = \frac{V_0}{I_{in}} = -R_f \quad (D9)$$

### Ganho direto, $G_0$ :

O ganho direto pode ser determinado a partir da figura D-6 anulando a fonte dependente, ou seja,  $G_m=0$ .

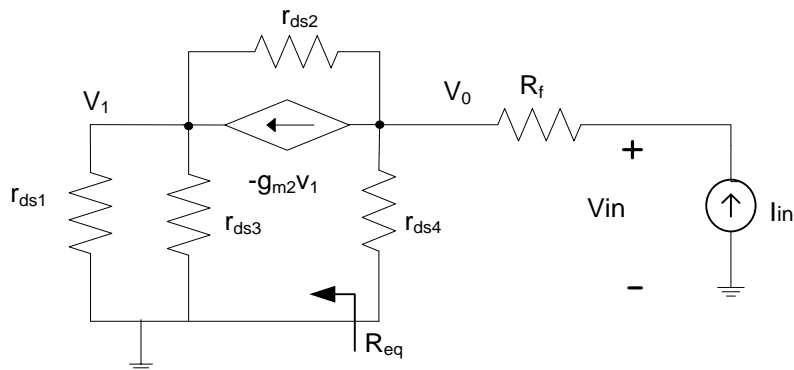


Figura D-6. Circuito para o cálculo do ganho direto.

$$\frac{V_0 - V_1}{r_{ds2}} - g_{m2} V_1 = \frac{V_1}{r_{ds1}} + \frac{V_1}{r_{ds3}} \quad (D10)$$

Resolvendo esta equação em ordem a  $V_1$  obtém-se a seguinte expressão:

$$\frac{V_1}{V_0} = \frac{r_{ds1} r_{ds3}}{r_{ds1} + r_{ds2} + r_{ds3} + g_{m2} r_{ds1} r_{ds2} r_{ds3}} \quad (D11)$$

A resistência equivalente é dada pela seguinte expressão:

$$R_{eq} = \frac{V_0}{I_0} = \frac{V_0}{V_1/(r_{ds1} // r_{ds3})} = \frac{(r_{ds1} // r_{ds3})}{\frac{V_1}{V_0}} \quad (D12)$$

Substituindo (D11) em (D12) obtém-se:

$$\begin{aligned} R_{eq} = \frac{V_0}{I_0} &= \frac{(r_{ds1} // r_{ds3})(r_{ds1} + r_{ds2} + r_{ds3} + g_{m2}r_{ds1}r_{ds2}r_{ds3})}{r_{ds1}r_{ds3}} \\ &= \frac{(r_{ds1} + r_{ds2} + r_{ds3} + g_{m2}r_{ds1}r_{ds2}r_{ds3})}{r_{ds2} + r_{ds3}} \end{aligned} \quad (D13)$$

Portanto, o ganho direto é dado pela seguinte expressão:

$$G_0 = \frac{V_0}{I_{in}} = R_{eq} // r_{ds4} \quad (D14)$$

## Cascode

### Razão de retorno, T:

Na Figura D-7 está representado o circuito para o cálculo da razão de retorno do amplificador cascode.

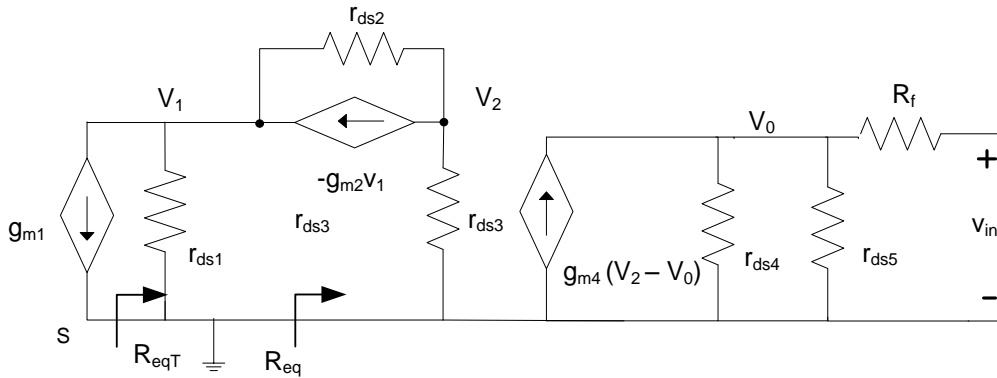


Figura D-7. Circuito para o cálculo da razão de retorno.

Cálculo do ganho  $A_{v02} = V_0/V_2$ :

$$\begin{aligned} V_0 &= g_{m4}(V_2 - V_0)r_{ds4} // r_{ds5} \\ V_0(1 + g_{m4}r_{ds4} // r_{ds5}) &= (g_{m4}r_{ds4} // r_{ds5})V_2 \\ A_{v02} = \frac{V_0}{V_2} &= \frac{(g_{m4}r_{ds4} // r_{ds5})}{(1 + g_{m4}r_{ds4} // r_{ds5})} \end{aligned} \quad (D15)$$

O ganho em tensão  $A_{v21} = V_2/V_1$  pode ser obtido através da equação (D2) como sendo:

$$A_{v21} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{r_{ds2} // r_{ds3}}{\frac{1}{g_{m2}} // r_{ds2}} \quad (D16)$$

A resistência equivalente e a resistência equivalente total podem ser determinadas através da equação (D16):

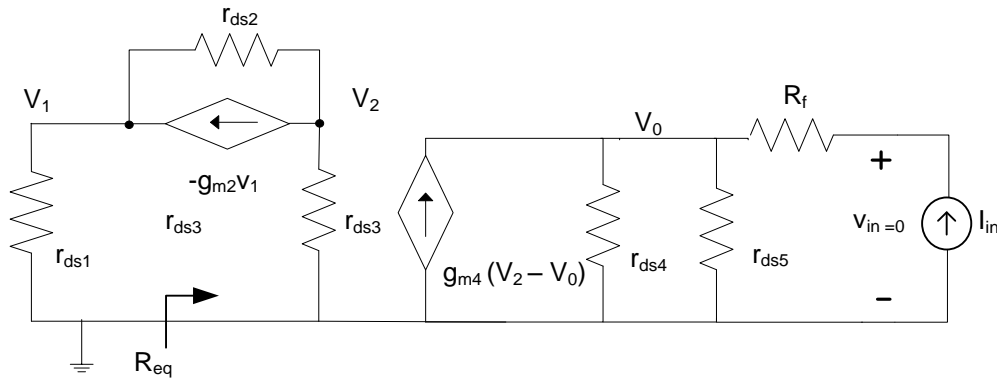
$$R_{eq} = \frac{r_{ds3}}{A_{v21}} \quad (D17)$$

$$R_{eqT} = R_{eqT} // r_{ds1} \quad (D18)$$

Sendo assim,  $V_1 = -g_{m1}R_{eqT}$ , a razão de retorno é dada pela seguinte expressão:

$$T = -V_0 = g_{m1}R_{eqT}A_{v21}A_{v02} \quad (D19)$$

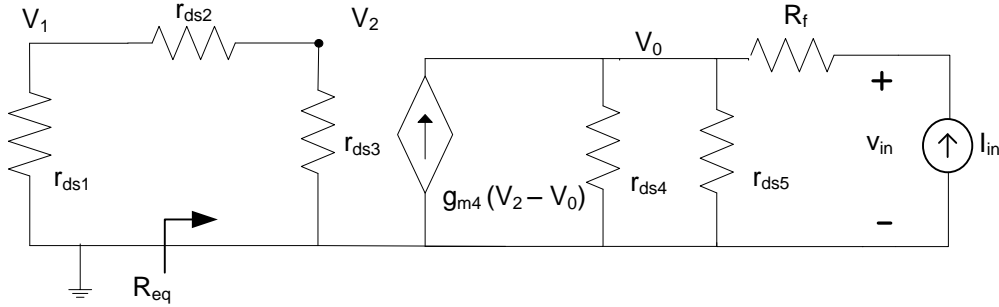
**Ganho assintótico,  $G_\infty$ :**



**Figura D-8. Circuito para o cálculo do ganho assintótico.**

O ganho assintótico é obtido quando  $g_m \rightarrow \infty$ . Para manter a relação  $g_m V_{in}$  finita, anula-se o  $V_{in} = 0$ .

$$G_\infty = \frac{V_0}{I_{in}} = -R_f \quad (D20)$$

**Ganho direto,  $G_0$ :****Figura D-9. Circuito para o cálculo do ganho direto.**

O ganho direto é obtido quando  $g_m \rightarrow 0$ .

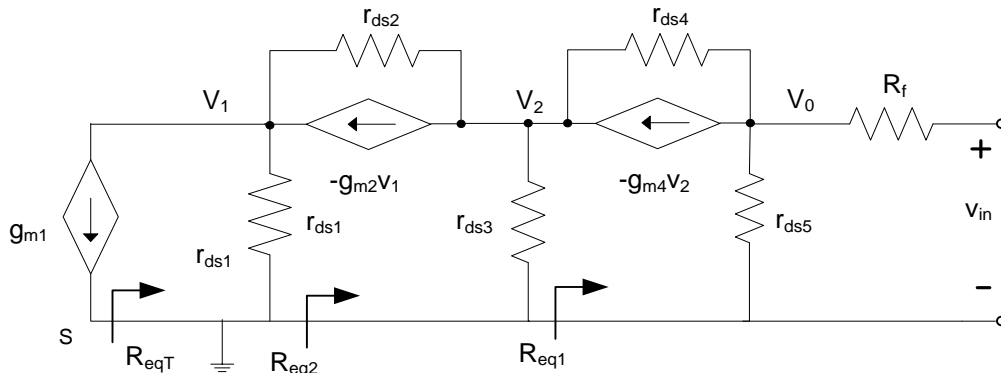
$$-g_{m4}V_0 + I_{in} = \frac{V_0}{r_{ds4} // r_{ds5}} \quad (D21)$$

$$V_0 \left( \frac{1}{r_{ds4} // r_{ds5}} + g_{m4} \right) = I_{in}$$

$$G_0 = \frac{V_0}{I_{in}} = \frac{r_{ds4} // r_{ds5}}{1 + g_{m4}r_{ds4} // r_{ds5}} \quad (D21)$$

***Folded cascode modificado*****Razão de retorno, T:**

A razão de retorno deste circuito pode ser determinado através do princípio da sobreposição, dividindo este circuito em sub-circuitos como o da Figura D-2.

**Figura D-10. Circuito para o cálculo da razão de retorno.**

O ganho em tensão  $A_{v02} = V_0/V_2$  pode ser obtido a partir da expressão (D2):

$$A_{v02} = \frac{V_0}{V_2} = \frac{r_{ds4} // r_{ds5}}{\frac{1}{g_{m4}} // r_{ds4}} \quad (D22)$$

A resistência equivalente  $R_{eq1}$  pode ser calculada através da seguinte expressão:

$$R_{eq1} = \frac{V_i}{i_{in}} = \frac{r_{ds5}}{A_{v02}} \quad (D23)$$

O ganho em tensão  $A_{v21} = V_2/V_1$  é dado pela seguinte expressão:

$$A_{v21} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{r_{ds2} // (r_{ds3} // R_{eq1})}{\frac{1}{g_{m2}} // r_{ds2}} \quad (D24)$$

A resistência equivalente  $R_{eq2}$  é dada pela seguinte expressão:

$$R_{eq2} = \frac{V_i}{i_{in}} = \frac{(r_{ds3} // R_{eq1})}{A_{v21}} \quad (D25)$$

Sendo assim, a resistência equivalente total  $R_{eqT}$  resulta do paralelo de  $R_{eq2}$  com  $r_{ds1}$ .

$$R_{eqT} = r_{ds1} // R_{eq2} \quad (D26)$$

### Ganho assintótico, $G_\infty$ :

O ganho assintótico é calculado com o auxílio do circuito da Figura D-11.

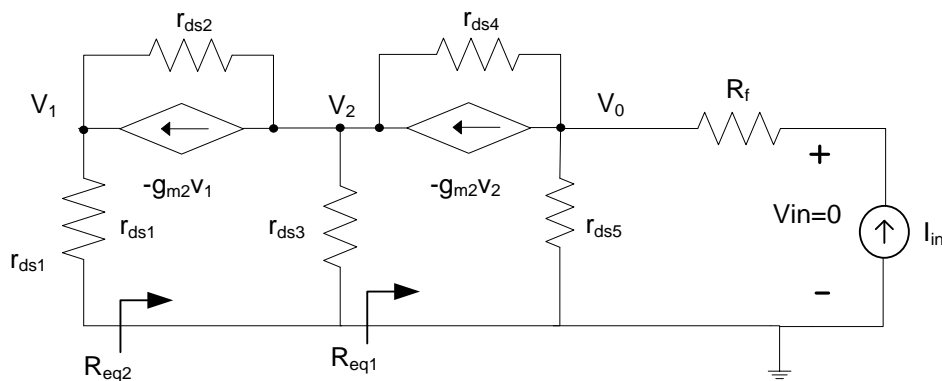


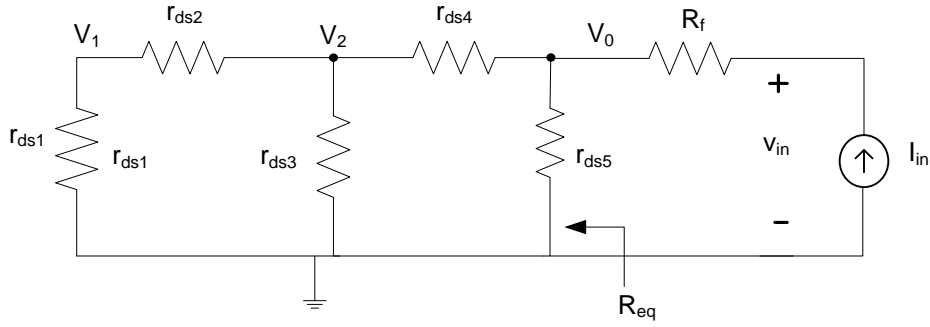
Figura D-11. Circuito para o cálculo do ganho assintótico.

Como a tensão  $V_{in}$  é nula e a corrente que a travessa a resistência de realimentação é  $I_{in}$ , o ganho assintótico é dado pela seguinte expressão:

$$G_{\infty} = \frac{V_0}{I_{in}} = -R_f \quad (D27)$$

### Ganho direto, $G_0$ :

O circuito para o cálculo do ganho direto do *folded cascode* modificado está representado na figura D-12.



**Figura D-12. Circuito para o cálculo do ganho direto.**

Como o somatório das correntes que atravessam as resistências  $r_{ds4}$  e  $r_{ds5}$  é igual a  $I_{in}$ , e o somatório das correntes que atravessam as resistências  $r_{ds2}$  e  $r_{ds3}$  é igual a corrente que passa em  $r_{ds4}$ , o ganho direto é determinado pela associação de resistências e o seu valor é dado por:

$$R_{eq} = [(r_{ds1} + r_{ds2}) // r_{ds3} + r_{ds4}] // r_{ds5} \quad (D28)$$

A corrente que atravessa a resistência equivalente  $R_{eq}$  é  $I_{in}$  e portanto, o ganho direto é dado por:

$$G_0 = \frac{V_0}{I_{in}} = R_{eq} \quad (D29)$$